

UNIVERSIDAD NACIONAL DE PIURA

Facultad de Ciencias

**Escuela Profesional de Ingeniería Electrónica y
Telecomunicaciones**



TESIS

**“OPTIMIZACION DE ANTENAS A LINEAS DE
TRANSMISION USANDO LA CARTA DE SMITH Y
SOFTWARE 4NEC2”**

Presentado por:

Br. Andrés Michael Chero Salazar

PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE:

**INGENIERO ELECTRÓNICO Y
TELECOMUNICACIONES**

**Línea de investigación: Informática, electrónica y
telecomunicaciones**

Sub línea de investigación: Comunicaciones

**Piura - Perú
Año 2018**

UNIVERSIDAD NACIONAL DE PIURA

Facultad de Ciencias

Escuela Profesional de Ingeniería Electrónica y

Telecomunicaciones



**“OPTIMIZACION DE ANTENAS A LINEAS DE TRANSMISION
USANDO LA CARTA DE SMITH Y SOFTWARE 4NEC2”**

TESIS

Para optar el título profesional de:

INGENIERO ELECTRÓNICO Y TELECOMUNICACIONES

Dr. Carlos Enrique Arellano Ramírez
ASESOR

Br. Andrés Michael Chero Salazar
AUTOR

Piura - Perú

Año 2018

DECLARACIÓN JURADA DE AUTENTICIDAD DE LA TESIS

Yo: Andrés Michael Chero Salazar con DNI N° 44645683, Bachiller de Escuela Profesional de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones, de la Facultad de Ciencias y domiciliado en la Av. Perú 117 Campo polo-Castilla - Piura.


Celular: 968129092.

Email: chero_salazar87@hotmail.com

DECLARO BAJO JURAMENTO: que la tesis que presento es auténtica e inédita, no siendo copia parcial ni total de una tesis desarrollada, y/o realizada en el Perú o en el Extranjero, en caso contrario de resultar falsa la información que proporciono, me sujeto a los alcances de lo establecido en el Art. N° 411, del código Penal concordante con el Art. 32° de la Ley N° 27444, y Ley del Procedimiento Administrativo General y las Normas Legales de Protección a los Derechos de Autor.

En fe de lo cual firmo la presente.

Piura, Mayo del 2018



Andrés Michael Chero Salazar

Artículo 411.- El que, en un procedimiento administrativo, hace una falsa declaración en relación a hechos o circunstancias que le corresponde probar, violando la presunción de veracidad establecida por ley, será reprimido con pena privativa de libertad no menor de uno ni mayor de cuatro años.

Art. 4. Inciso 4.12 del Reglamento del Registro Nacional de Trabajos de Investigación para optar grados académicos y títulos profesionales –RENATI Resolución de Consejo Directivo N° 033-2016-SUNEDU/CD

UNIVERSIDAD NACIONAL DE PIURA

Facultad de Ciencias

Escuela Profesional de Ingeniería Electrónica y

Telecomunicaciones




**“OPTIMIZACION DE ANTENAS A LINEAS DE TRANSMISION
USANDO LA CARTA DE SMITH Y SOFTWARE 4NEC2”**


TESIS

Para optar el título profesional de:

INGENIERO ELECTRÓNICO Y TELECOMUNICACIONES


Ing. Mario Augusto Ramos Echevarría
PRESIDENTE


Ing. Juan Manuel Jacinto Sandoval MSc.
SECRETARIO


Ing. Franklin Barra Zapata MSc.
VOCAL

Piura - Perú

Año 2018

Acta de Sustentación



UNIVERSIDAD NACIONAL DE PIURA FACULTAD DE CIENCIAS



ACTA DE SUSTENTACIÓN 033-2018-D-FC-UNP

FACULTAD DE CIENCIAS

Los Miembros del Jurado Calificador que suscriben, reunidos para evaluar la Tesis denominada **"OPTIMIZACIÓN DE ANTENAS A LINEAS DE TRANSMISIÓN USANDO LA CARTA SMITH Y SOFTWARE 4NEC2"** presentado por el señor Bachiller **CHERO SALAZAR – ANDRES MICHAEL**, con el asesoramiento del Dr. **Carlos Enrique Arellano Ramírez**; oídas las observaciones y respuestas a las preguntas formuladas, y de conformidad al Reglamento de Tesis para obtener el Título Profesional en la Facultad de Ciencias, lo declaran:

APROBADO (X)

DESAPROBADO ()

Con la mención de:

MUY BUENO

(X) En consecuencia, queda en condición de ser ratificado por el Consejo de Facultad de Ciencias de la Universidad Nacional de Piura, y recibir el **TITULO PROFESIONAL DE INGENIERO ELECTRÓNICO Y TELECOMUNICACIONES**.

(X) En consecuencia, queda en condición de ser ratificado por el Consejo Universitario de la Universidad Nacional de Piura, y recibir el **TITULO PROFESIONAL DE INGENIERO ELECTRÓNICO Y TELECOMUNICACIONES**; después que el sustentante incorpore la sugerencia del Jurado Calificador.

Piura, 20 de junio 2018.

Ing. MARIO AUGUSTO RAMOS ECHEVARRIA
PRESIDENTE DE JURADO DE TESIS

MSc. JUAN MANUEL JACINTO SANDOVAL
SECRETARIO DE JURADO DE TESIS



MSc. FRANKLIN BARRA ZAPATA
VOCAL DE JURADO DE TESIS

Campus Universitario - Urb. Miraflores S/N. Castilla

DEDICATORIA

Dedico este trabajo a mis padres por el pilar principal de mi existencia, a pesar que no estén en vida conmigo.

A mis hermanos, los cuales son mi modelo a seguir en el ámbito personal.

AGRADECIMIENTO

Agradezco a la Universidad Nacional de Piura mi Alma Mater, por haberme permitido ser parte de ella, de su historia e impartir en mis valiosas enseñanzas.

Al Dr. Carlos Enrique Arellano Ramírez director de tesis por su valiosa guía, paciencia y asesoramiento en la realización de la misma.

Finalmente agradezco a todos mis profesores, amigos, familiares que siempre estuvieron apoyándome, personas que de manera directa e indirecta ayudaron en mi crecimiento personal y profesional.

RESUMEN

En la mayoría de los sistemas de radiocomunicación ocurren dificultades y problemas debido a la desadaptación de impedancias entre las líneas de transmisiones típicas (cables coaxiales) y las antenas, originado por efectos inductivos y capacitivos entre la línea de transmisión y las antenas. Sin embargo, eso no implica que existan métodos o técnicas que lleven a la optimización de las antenas para adaptar las líneas de transmisión típicas a los sistemas radiantes.

La presente investigación se ha elaborado con el propósito de realizar un estudio del arte de las diferentes técnicas de adaptación de impedancias de las líneas de transmisión y las antenas como la carta de Smith, además de estudiar las técnicas de optimización de las antenas usando software libre denominado 4NEC2.

La tesis presenta las diferentes técnicas de adaptación de impedancias y optimización de las antenas así como el diseño de adaptadores de impedancias para sistemas de banda ancha.

Como producto de esta investigación se ha elaborado unas guías de laboratorio que abarquen los temas de optimización y adaptación de impedancias para el curso de antenas de la escuela profesional de ingeniería electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad Nacional de Piura.

Palabras clave: Adaptación, impedancia, Antena, optimización

ABSTRACT

In most radiocommunication systems difficulties and problems occur due to the mismatch of impedances between the typical transmission lines (coaxial cables) and the antennas, caused by inductive and capacitive effects between the transmission line and the antennas. However, this does not imply that there are methods or techniques that lead to the optimization of the antennas to adapt the typical transmission lines to the radiant systems.

The present investigation has been elaborated with the purpose of carrying out a study of the art of the different impedance adaptation techniques of the transmission lines and the antennas as the Smith letter, besides studying the techniques of optimization of the antennas using free software called 4NEC2.

The thesis presents the different techniques of impedance adaptation and antenna optimization as well as the design of impedance adapters for broadband systems.

As a result of this research, laboratory guides have been prepared that cover the topics of optimization and adaptation of impedances for the antenna course of the professional school of electronic engineering and Telecommunications of the National University of Piura.

Keywords: Adaptation of impedances, Antenna,

ÍNDICE GENERAL

PRESENTACIÓN	16
I. ASPECTOS DE LA PROBLEMÁTICA	17
1.1. Descripción de la realidad problemática	17
1.2. Definición del problema	18
1.3. Formulación del problema de investigación	19
1.3.1. Problema general.....	19
1.3.2. Problemas específicos.....	19
1.4. Justificación e importancia de la investigación	19
1.4.1. Justificación de la investigación.....	19
1.4.2. Importancia de la investigación.....	20
1.5. Objetivos de la investigación	20
1.5.1. Objetivo general	20
1.5.2. Objetivos específicos.....	20
1.6. Delimitación de la investigación	21
II. MARCO TEORICO	22
2.1. Antecedentes de la investigación	22
2.2. Bases teóricas	27
2.2.1. Sistema de Radiocomunicación.....	27
2.2.2. Antenas.....	28
2.2.2.1. Introducción	28
2.2.2.2. Espectro electromagnético	29
2.2.2.3. Parámetros de antenas en transmisión	30
2.2.2.4. Parámetros de antenas en recepción	38
2.2.2.5. Clasificación de las antenas	40
2.2.3. Simuladores para Antenas basados en Linux	50
2.2.4. Líneas de transmisión.....	52
2.2.5. Carta de Smitn.....	56
III. MARCO METODOLÓGICO	57
3.1. Enfoque	57
3.2. Diseño.....	57
3.3. Nivel	57
3.4. Tipo.....	57
3.5. Sujetos de la investigación	57
3.6. Métodos y procedimientos	57
3.7. Técnicas e Instrumentos	58
3.8. Aspectos éticos	58

IV. RESULTADOS Y DISCUSIÓN.....	59
4.1. Estudio del arte de las técnicas de adaptación de impedancias en líneas de transmisión para sistemas de radiocomunicación usando la Carta de Smith.....	59
4.2. Estudio de la herramienta gráfica conocida como Carta de Smith para resolver los problemas con la desadaptación de impedancias entre líneas de transmisión y los sistemas radiantes.....	82
4.2.1. Técnicas básicas de la carta de Smith para Líneas de transmisión sin pérdidas	84
4.2.2. Adaptación de Impedancias.....	90
4.2.3. Adaptación de impedancias por brazo de reactancia simple.....	97
4.3. Optimización de parámetros de las antenas usando software 4NEC2.....	107
4.3.1. Objetivos.....	107
4.3.2. Fundamento teórico.....	107
4.3.3. Justificación del software a utilizar.....	108
4.3.4. Antena dipolo media longitud de onda.....	108
4.3.5. Materiales.....	109
4.3.6. Listado de parámetros.....	109
4.3.7. Procedimientos.....	110
4.3.8. Simulaciones sin parámetros optimizados.....	113
4.3.9. Optimización de parámetros de la antena.....	116
4.3.10. Resultados de las simulaciones del dipolo de $\lambda/2$ con el proceso de optimización.....	122
4.3.11. Tabulaciones y resultados.....	124
4.3.12. Conclusiones	125
CONCLUSIONES.....	126
RECOMENDACIONES	127
REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS	128
ANEXOS.....	130

INDICE DE FIGURAS

FIGURA 1. Sistema de radiocomunicación	28
FIGURA 2. Espectro electromagnético.....	29
FIGURA 3. Bandas de frecuencia	30
FIGURA 4. Sistemas de coordenadas esférico.....	33
FIGURA 5. Diagrama de radiación tridimensional de una antena.....	35
FIGURA 6. Directividad de Antena	36
FIGURA 7. Antena tipo dipolo	42
FIGURA 8. Antena tipo Marconi	43
FIGURA 9. Antena Rómbica	44
FIGURA 10. Antena dipolo doblado.....	45
FIGURA 11. Antena Yagi-Uda	46
FIGURA 12. Antena Logoperiodica	47
FIGURA 13. Antena Cúbica	48
FIGURA 14. Antena parabólica	50
FIGURA 15. Líneas de transmisión	53
FIGURA 16. Modelo de tramos infinitesimales de una línea de transmisión	54
FIGURA 17. Modelo circuital de una línea de transmisión	59
FIGURA 18. Ecuaciones de onda en una línea de transmisión.....	60
FIGURA 19. Impedancia de entrada en una línea de transmisión	60
FIGURA 20. Modelo infinitesimal de una línea de transmisión.....	61
FIGURA 21. Interpretación de la impedancia característica de la línea de transmisión	64
FIGURA 22. Impedancia a una distancia en una línea de transmisión	65
FIGURA 23. Impedancia de entrada en una línea de transmisión	68
FIGURA 24. Máxima transferencia de potencia en una línea de transmisión	69
FIGURA 25. Cambio en las propiedades en una línea de transmisión	72
FIGURA 26. Interpretación física en una línea de transmisión	73
FIGURA 27. Interpretación física del coeficiente de reflexión en una línea	78
FIGURA 28. Interpretación física de máximos y mínimos en una línea	78
FIGURA 29. Máximos y mínimos con reactancia inductiva	79
FIGURA 30. Máximos y mínimos con reactancia capacitiva	80
FIGURA 31. Distancia al primer máximo y mínimo en una línea.....	81

FIGURA 32. Interpretación gráfica de la Carta de Smith parte 1	84
FIGURA 33. Interpretación gráfica de la Carta de Smith parte 2	84
FIGURA 34. Cálculo del coeficiente de reflexión con Carta de Smith.	85
FIGURA 35. Cálculo del coeficiente de reflexión e impedancia en un punto	86
FIGURA 36. Cálculo de distancias a un máximo o un mínimo en una línea.....	87
FIGURA 37. Cálculo de VSWR en una línea de transmisión con Carta de Smith	89
FIGURA 38. Cálculo de admitancia de la carga en una línea de transmisión	89
FIGURA 39. Transformador de impedancias.....	90
FIGURA 40. Transformador de impedancias de longitud $\lambda/4$	90
FIGURA 41. Ubicación del transformador de impedancias de longitud $\lambda/4$	92
FIGURA 42. Ejemplo 1 de ubicación del transformador de impedancias de $\lambda/4$	93
FIGURA 43. Ejemplo 2 de ubicación del transformador de impedancias de $\lambda/4$	93
FIGURA 44. Ejemplo 3 de ubicación del transformador de impedancias de $\lambda/4$	94
FIGURA 45. Ejemplo 4 de ubicación del transformador de impedancias de $\lambda/4$	94
FIGURA 46. Ejemplo 5 de ubicación del transformador de impedancias de $\lambda/4$	95
FIGURA 47. Ejemplo 6 de ubicación del transformador de impedancias de $\lambda/4$	95
FIGURA 48. Ejemplo 7 Construcción del transformador de impedancias generalizad..	96
FIGURA 49. Adaptación de impedancias por brazo de reactancia simple	97
FIGURA 50. Cálculo de ubicación y longitud del brazo de reactancia simple.....	98
FIGURA 51. Cálculo de las dos posibles ubicaciones del brazo de reactancia simple...	99
FIGURA 52. Adaptación de impedancias por brazo de reactancia simple con carta....	102
FIGURA 53. 1ra ubicación del brazo de reactancia usando Carta de Smith.....	103
FIGURA 54. 2da ubicación del brazo de reactancia simple usando Carta de Smith. ...	104
FIGURA 55. Longitud del brazo de reactancia simple en cortocircuito para carga inductiva según la 2da ubicación.....	105
FIGURA 56. Longitud del brazo de reactancia simple en circuito abierto para carga inductiva según la 2da ubicación.....	105
FIGURA 57. Longitud del brazo de reactancia simple en cortocircuito para carga inductiva según la 1ra ubicación.	106
FIGURA 58. Longitud del brazo de reactancia simple en circuito abierto para carga inductiva según la 1ra ubicación.	106
FIGURA 59. Dipolo de media longitud de onda.....	109
FIGURA 60. Software 4NEC2.....	110
FIGURA 61. Geometry Edit parte 1.....	110

FIGURA 62. Geometry Edit parte 2.....	111
FIGURA 63. Geometry Edit parte 3.....	111
FIGURA 64. Dibujo del dipolo de $\lambda/2$ con Geometry Edit.....	112
FIGURA 65. Dibujo de la fuente en el dipolo de $\lambda/2$ con Geometry Edit.	112
FIGURA 66. Simulación del dipolo de $\lambda/2$ sin parámetros optimizados parte 1.....	113
FIGURA 67. Simulación del dipolo de $\lambda/2$ sin parámetros optimizados parte 2.	113
FIGURA 68. Simulación del dipolo de $\lambda/2$ sin parámetros optimizados parte 3.	114
FIGURA 69. Simulación del dipolo de $\lambda/2$ sin parámetros optimizados parte 4.	114
FIGURA 70. Patrón de radiación vertical del dipolo de $\lambda/2$ sin parámetros optimizados parte 5.	115
FIGURA 71. Patrón de radiación horizontal del dipolo de $\lambda/2$ sin parámetros optimizados parte 6.	115
FIGURA 72. Simulación del dipolo de $\lambda/2$ sin parámetros optimizados con Carta de Smith parte 7.	116
FIGURA 73. Simulación del dipolo de $\lambda/2$ sin parámetros optimizados parte 8.	116
FIGURA 74. Simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados parte 1.	117
FIGURA 75. Simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados parte 2.	117
FIGURA 76. Simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados parte 3.	118
FIGURA 77. Simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados parte 4.	118
FIGURA 78. Simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados parte 5.	119
FIGURA 79. Simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados parte 6.	119
FIGURA 80. Simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados parte 7.	120
FIGURA 81. Simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados parte 8.	120
FIGURA 82. Simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados parte 9.	121
FIGURA 83. Resultados de Simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados parte 1.	122
FIGURA 84. Resultados de Simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados parte 2.	122
FIGURA 85. Resultados de Simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados parte 3.	123
FIGURA 86. Resultados de Simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados parte 4.	123
FIGURA 87. Resultados de Simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados parte 5.	124

INDICE DE TABLAS

TABLA 1. Denominación de las bandas de frecuencias	30
TABLA 2. Clasificación de las antenas.....	41
TABLA 3. Resultados de simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados..	125

PRESENTACIÓN

Durante muchos años la búsqueda incansable de lograr sistemas de transmisión de información que sean cada vez más rápidos, eficientes, flexibles, que tengan un gran ancho de banda ha llevado a buscar soluciones de optimización de los sistemas de comunicaciones

Una de esas dificultades ocurre en los sistemas de radiocomunicación debido a la desadaptación de impedancias entre las líneas de transmisiones típicas (cables coaxiales) y las antenas, debido a efectos inductivos, capacitivos, entre la línea de transmisión y las antenas. Sin embargo, eso no implica que existan métodos o técnicas que lleven a la optimización de las antenas para adaptar las líneas de transmisión típicas a los sistemas radiantes.

En la presente investigación se realizó un estudio del arte de las diferentes técnicas de adaptación de impedancias de las líneas de transmisión y las antenas como la carta de Smith, además de estudiar las técnicas de optimización de las antenas usando software libre denominado 4NEC2.

La tesis presenta las diferentes técnicas de adaptación de impedancias y optimización de las antenas así como el diseño de guías de laboratorio que sirvan de base en la especialidad de Ingeniería electrónica y Telecomunicaciones. Por último se emiten conclusiones y recomendaciones.

I. ASPECTOS DE LA PROBLEMÁTICA

1.1. Descripción de la realidad problemática

Una línea de transmisión es un sistema de conductores metálicos para transferir energía eléctrica de un punto a otro. En forma más específica, una línea de transmisión consiste en dos o más conductores separados por un aislador, como por ejemplo un par de alambres o un sistema de pares de alambres. Una línea de transmisión puede tener desde unas pocas pulgadas hasta varios miles de millas de longitud. Se pueden usar las líneas de transmisión para propagar DC o AC de baja frecuencia; también se pueden usar para propagar frecuencias muy altas, como las señales de frecuencia intermedia y de radiofrecuencia. Cuando se propagan señales de baja frecuencia, el comportamiento de una línea de transmisión es bastante sencillo y muy predecible; sin embargo, cuando propagan señales de alta frecuencia se complican las características de la línea de transmisión. (TOMASI, 2003).

Una de esas dificultades ocurre en los sistemas de radiocomunicación debido a la desadaptación de impedancias entre las líneas de transmisiones típicas (cables coaxiales) y las antenas, debido a efectos inductivos, capacitivos, entre la línea de transmisión y las antenas. Sin embargo, eso no implica que existan métodos o técnicas que llevan a la optimización de las antenas para adaptar las líneas de transmisión típicas a los sistemas radiantes.

Otro problema ocurre en los sistemas de radiocomunicación de banda ancha por ejemplo sistemas de comunicaciones celulares multibanda en las que se requiere trabajar a diferentes frecuencias, con lo cual el uso de líneas de transmisión desadaptados a los sistemas radiantes dificulta más aun la situación, llevando buscar soluciones de filtros de RF, adaptadores de impedancias, etc.

En base a esta problemática en esta presente investigación se realiza un estudio del arte de las diferentes técnicas de adaptación de impedancias de las líneas de transmisión y las antenas, a su vez se estudia una herramienta gráfica conocida como la Carta de Smith en el diseño de adaptadores de impedancias, además de estudiar las técnicas de optimización de los parámetros de las antenas a las líneas de transmisión usando software libre denominado 4NEC2. Estos parámetros que se pueden optimizar debido a la desadaptación de impedancias entre líneas de transmisión y sistemas radiantes son el ROE o VSWR, la parte inductiva, capacitiva, ganancia de antenas, eficiencia para una determinada frecuencia de operación

La investigación abarca las diferentes técnicas de adaptación de impedancias y optimización de las antenas así como el diseño de adaptadores de impedancias para sistemas de banda angosta en esta primera etapa de investigación y posteriormente se pueden aplicar a sistemas de banda ancha.

Como producto de esta investigación se elaboró unas guías de laboratorio que abarquen los temas de optimización y parámetros de las antenas, así como radiaciones no ionizantes para el curso de antenas de la escuela profesional de ingeniería electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad Nacional de Piura.

1.2. Definición del problema

La problemática radica en la necesidad de analizar las técnicas de adaptación de impedancias de las líneas de transmisión a las antenas, de tal forma de optimizar los sistemas radiantes.

Otro aspecto importante es analizar el proceso de optimización de las antenas usando el software 4NEC2 y de esta forma proponer algunas guías de laboratorio de tal manera que sirvan de base en la carrera de Ingeniería electrónica y Telecomunicaciones.

1.3. Formulación del problema de investigación

1.3.1. Problema General

No existe un estudio del arte de las diferentes técnicas para adaptar las líneas de transmisión a los sistemas radiantes, así como la optimización de los sistemas radiantes haciendo uso de software libre como 4NEC2.

1.3.2. Problemas específicos

No hay un consolidado del estado del arte de las técnicas de adaptación de impedancias para sistemas de radiocomunicación de banda angosta.

Existen problemas con la desadaptación de impedancias entre las líneas de transmisión y los sistemas radiantes.

Existe desconocimiento de como optimizar algunos parámetros de los sistemas radiantes a una frecuencia de operación cuando ocurre desadaptación de impedancias usando software 4NEC2.

No existen guías de laboratorio del curso de antenas para la escuela de electrónica y telecomunicaciones de la UNP.

1.4. Justificación e importancia de la investigación

1.4.1. Justificación de la investigación

La presente investigación se justifica ya que se pudo estudiar las técnicas de adaptación de impedancias para sistemas de radiantes a las líneas de transmisión, además de que se logró analizar el proceso de optimización de antenas usando el software 4NEC2.

1.4.2. Importancia de la investigación

Es importante ya que se realizó un estudio del arte de estas técnicas como aporte teórico y se dejan las guías de laboratorio como aporte práctico para el curso de antenas de la escuela de ingeniería electrónica y telecomunicaciones.

1.5. Objetivos de la investigación

1.5.1. Objetivo general

Realizar un estudio del arte de optimización de antenas a líneas de transmisión usando la carta de Smith y software 4nec2

1.5.2. Objetivos específicos

- Estudiar las técnicas de adaptación de impedancias para sistemas de radiocomunicación.
- Estudiar la herramienta grafica conocida como la carta de Smith para resolver los problemas con la desadaptación de impedancias entre las líneas de transmisión y los sistemas radiantes.
- Conocer las técnicas de optimización de parámetros de las antenas usando software 4NEC2
- Elaborar algunas guías de laboratorio para la escuela profesional de ingeniería electrónica y telecomunicaciones de la UNP

1.6. Delimitación de la investigación

El presente trabajo de investigación se realizó en el centro de cómputo de la Escuela de Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad Nacional de Piura, durante el segundo semestre del año 2017.

II. MARCO TEORICO

2.1. Antecedentes de la investigación

Existen diversos trabajos sobre técnicas de desadaptación de impedancias entre las líneas de transmisión y los sistemas radiantes, así como el uso del software 4NEC2 para la simulación de antenas, tales como:

TAPIA, Erika (2012), en su trabajo de tesis titulado “Diseño y desarrollo de prácticas para el laboratorio de antenas, para el modelado y análisis de la respuesta electromagnética de antenas, usando código electromagnético numérico (nec2)” de la Universidad Israel, Ecuador nos dice: Este proyecto consiste en el diseño y desarrollo de guías de prácticas para el Laboratorio de Antenas, para el modelado y análisis de la respuesta electromagnética de antenas aplicada en la Facultad de Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad Israel.

El presente documento se realizó usando Código Electromagnético Numérico y su versión más amigable 4NEC2, se desarrolló estas prácticas en base al pensum de estudio de dicha Universidad y en comparación al pensum de otras mallas curriculares de otras Universidades.

Estas guías de prácticas adecuadas para el Laboratorio de Antenas permitirán a los estudiantes adquirir la experiencia necesaria sobre el comportamiento de las antenas usando Software libre y materiales de Laboratorio que la Universidad tiene a disposición. Como objetivos generales y específicos Tapia presento: Objetivo General Estudiar y elaborar las guías para las prácticas del Laboratorio de Antenas, que permitan la modelación, simulación y análisis del comportamiento y respuesta electromagnética de las antenas, utilizando el algoritmo del software Código Electromagnético Numérico (NEC2) y usando su versión 4NEC2. Y Objetivos Específicos: Estudiar y aprender sobre el algoritmo del software Código Electromagnético Numérico en su versión 4NEC2. Realizar un estudio y diseño para la elaboración de las guías para las prácticas virtuales del Laboratorio de Antenas. Desarrollar las prácticas de simulación y modelación virtual

de antenas con el software 4NEC2. • Desarrollar los solucionarios para las guías de prácticas virtuales para el Laboratorio de Antenas. Validar las guías para las prácticas virtuales para el Laboratorio de Antenas.

Tapia concluye que:

- Se consiguió estudiar y aprender sobre el algoritmo para poder simular antenas con el software del Código Electromagnético Numérico.
- Se obtuvo un estudio y diseño para la elaboración de las guías para las prácticas virtuales del Laboratorio de Antenas, después de analizar la malla curricular de la Facultad de Electrónica y Telecomunicaciones y con los datos obtenidos se creó las guías prácticas de los Laboratorios.
- Se alcanzó el desarrollo de prácticas de simulación y modelación virtual de antenas con el algoritmo del software Código Electromagnético Numérico y usando su versión 4NEC2.
- Se logró desarrollar los solucionarios para las guías de prácticas de Laboratorio de Antenas.
- Se consiguió validar las guías para las prácticas virtuales para el Laboratorio de Antenas mediante su uso por parte de estudiantes egresados de la facultad de Electrónica de la Universidad Israel.
- Se alcanzó establecer el uso del simulador como apoyo y herramienta virtual de suma importancia para el estudiante, a fin de lograr un mejor desempeño.
- Se logró virtualizar las prácticas con las antenas sin establecer prácticas físicas con las mismas.
- El presente documento ofrece al personal docente un instrumento pedagógico y a los estudiantes una herramienta didáctica de fácil manejo, aprendizaje y estudio.
- Se consiguió estudiar y se elaboraron las guías para las prácticas del Laboratorio de Antenas, las cuales permiten la modelación, simulación y análisis del comportamiento y respuesta electromagnética de las antenas, utilizando el algoritmo del software Código Electromagnético Numérico (NEC2) y usando su versión 4NEC2.

- Se consiguió ejecutar las simulaciones con gran éxito demostrando la utilidad del software y de esta manera se probó que el programa 4NEC2 sirve para realizar las prácticas virtuales.

Del mismo modo **TAPIA**, José (2007) en su trabajo de tesis titulado “Operación segura de zonas de características de un sistema mediante la unión óptima por filtros pasivos” de la Universidad de Chile, Facultad de Ciencias físicas y Matemáticas, Departamento de Ingeniería Eléctrica nos dice: El objetivo general del presente trabajo de título es diseñar un nuevo procedimiento de síntesis de filtros tanques de salida para la empresa Continental Lensa SA. El procedimiento debe ser capaz de imponer diversas restricciones de diseño consideradas por el método actual, y añadir a estas nuevas limitantes a satisfacer según requerimientos de la empresa. El conjunto de restricciones son: soporte a fallas, flujo unidireccional de información, respuesta en frecuencia, adaptación de impedancias, normas técnicas, respetar razón de onda estacionaria y cualquier otra que en un futuro fuese deseado considerar.

Continental Lensa SA, es una empresa dedicada a la producción y comercialización de productos para la radiodifusión. Entre sus productos cuentan con transmisores AM y FM con tecnología HD Radio gracias a una alianza con Ibiquity Digital Corp. En los transmisores los filtros tanques de salida son definidos por la empresa como “el equipo que tiene por función aislar la antena emisora con los circuitos de suma del transmisor. Además permite acoplar la impedancia de salida del sumador con la antena”. Siendo el circuito de suma la zona en la cual la señal a transmitir es reconstruida tras el procesamiento que se realizó durante su paso por el transmisor.

Se estudiaron las características de operación de la antena y la zona del transmisor a la que se conecta el filtro tanque. Se realizaron estudios sobre la transferencia de potencia ante condiciones de carga desacoplada, se diseñó una estructura general de mallas de adaptación, se escribieron las restricciones en función de los parámetros de dicha malla, se generó una adecuada función objetivo y se procedió a plantear la interrogante inicial como un problema matemático de optimización. Para la resolución del problema

matemático se desarrolló una rutina, en el software MATLAB, que permite en función de cada uno de los parámetros de las restricciones que se deseen implementar, generar la malla de adaptación o filtro tanque de salida necesario para unir la antena con el punto de operación específico del transmisor.

El resultado final fue una potente herramienta que da gran control al proceso de diseño de sistemas de adaptación ya que permite ajustar la respuesta tanto como el usuario desee.

En conclusión es factible generar mallas de adaptación o filtros tanques de salida de potencia capaces de satisfacer tantas condiciones como se deseen, sin duda esto da gran ventaja comparativa a la empresa respecto a sus rivales comerciales ya que el procedimiento diseñado permite garantizar el correcto funcionamiento de sus equipos bajo las especificaciones que sean indicadas a sus clientes finales.

Por otro lado **ARROYO**, José (2012) en su trabajo de tesis doctoral titulado “Acoplamiento adaptable de impedancias basado en conocimientos” del Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica, Puebla, México, nos dice: Uno de los problemas más importantes en sistemas de comunicación inalámbrica es la integridad de la señal. Conforme la velocidad de operación de los sistemas de comunicación se incrementa, algunos efectos como la reflexión de la señal, el cual puede producir pérdidas importantes, empiezan a ser cruciales.

La reflexión se debe al desacoplo de impedancias que existe entre la impedancia parásita de la fuente (emisor) y la impedancia de la carga (receptor). Debido a esto, en el canal de comunicación existen señales reflejadas viajando en ambos sentidos: de la fuente a la carga y de la carga a la fuente. Desafortunadamente, la formulación de un modelo matemático completo para el desacoplo de impedancias es un proceso muy complejo, debido a que los parámetros involucrados dependen de muchos factores como variaciones de proceso en la fabricación de circuitos integrados (CI), longitud de las líneas de interconexión, temperatura, velocidad de operación, etc. Es por esto que el uso de algoritmos basados en conocimiento representa una alternativa interesante a ser explorada cuando se busca una solución al problema de acoplamiento de impedancias utilizando esquemas adaptables.

Las principales contribuciones de esta investigación son: un sistema de acoplamiento adaptable de impedancias complejas para sistemas de comunicación inalámbrica en el rango de frecuencias de 2.4GHz, la propuesta de un controlador difuso novedoso con un consumo de área y potencia optimizado.

El objetivo principal de ésta tesis fue diseñar un sistema de acoplamiento de impedancias con aplicación en sistemas inalámbricos trabajando en la frecuencia de 2.4GHz.

El resultado de ésta investigación es un sistema adaptable de acoplamiento de impedancias complejas para aplicación en sistemas de comunicación inalámbrica en la frecuencia de 2.4GHz. La técnica propuesta está basada en lógica difusa, la cual evita la obtención de un modelo matemático completo del sistema.

Se propusieron 3 técnicas de solución, las cuales fueron probadas a nivel sistema utilizando Matlab. Los resultados obtenidos mostraron que el controlador difuso presenta una velocidad de convergencia al menos 2 veces más rápida que los interpoladores.

Las simulaciones a nivel sistema de las tres redes de acoplamiento L, T y PI también mostraron que la red tipo PI permite una adaptación más rápida del sistema.

El controlador difuso propuesto tiene una complejidad reducida para su adecuada implementación en sistemas VLSI donde el consumo de área y potencia sean una limitante de diseño.

El desempeño del sistema fue probado con simulaciones post-layout tomando en cuenta la robustez ante variaciones de temperatura y voltaje de la fuente de alimentación.

Por último HUMANANTE, David y SÁNCHEZ, Valeria (2016), en su trabajo de tesis titulado “Construcción de un sistema de adaptación de impedancias para la transmisión de audio, video y datos a través de líneas de potencia (PLT).” de la Escuela Superior Politécnica de Chimborazo, Facultad de Informática y Electrónica, Escuela de Ingeniería Electrónica, Telecomunicaciones y Redes, Riobamba, Ecuador, nos dice: Se construyó un sistema de adaptación de impedancias para la transmisión de audio, video y datos a través de líneas de potencia, focalizada principalmente en las redes de distribución en el interior

de un hogar. Para el acoplamiento de impedancias se utilizó el método de elementos concentrados que consiste en capacitores e inductores. Para proceder con esta implementación se realizó un análisis de las características, propiedades y estructuración de la red eléctrica, adaptación de impedancias con elementos concentrados y una revisión de la tecnología Power Line Telecommunication (PLT). Después de haber realizado un análisis de las cargas a soportar en la línea de transmisión se obtuvo el rango de impedancias del sistema a transmitir. Luego se procedió a obtener los valores de inductancia y capacitancia utilizando la carta de Smith para poder acoplar a la línea de transmisión. Luego utilizando la plataforma Arduino se construyó el controlador de impedancias con los cuales entre el adaptador de impedancia y el controlador de impedancias se integra el circuito controlador de impedancias trasmisor y receptor. Posteriormente, se procedió a realizar la implementación del sistema adaptador de impedancias con el rango de impedancias de $370\ \Omega$ a $821\ \Omega$ obtenido anteriormente que consta de tres bloques: un bloque de entrada que integra un computador, un DVD, el conversor, el transmisor propiamente dicho y el circuito transmisor de impedancia, el bloque de salida está conformado por el circuito controlador de impedancias y monitor para la recepción y visualización de los datos y por último el tercer bloque es el medio de transmisión que conforma el PLT. Este sistema adaptador de impedancia puede ser de referencia para la implementación de PLT con mayor cantidad de cargas conectadas.

2.2. Bases teóricas

2.2.1. Sistema de Radiocomunicación

Un sistema de radiocomunicación consiste básicamente en tres componentes:

- Transmisor: Es un conjunto de uno o más dispositivos o circuitos electrónicos que convierte la información de la fuente original en una señal que se presta más a su transmisión a través de determinado medio de transmisión. (Tomasi, 2003).
- Medio de transmisión: Transportan las señales desde el transmisor hasta el receptor a través del espacio radioeléctrico.

- Receptor: Es un conjunto de dispositivos y circuitos electrónicos que acepta del medio de transmisión las señales transmitidas y las reconvierte a su forma original. (Tomasi, 2003).

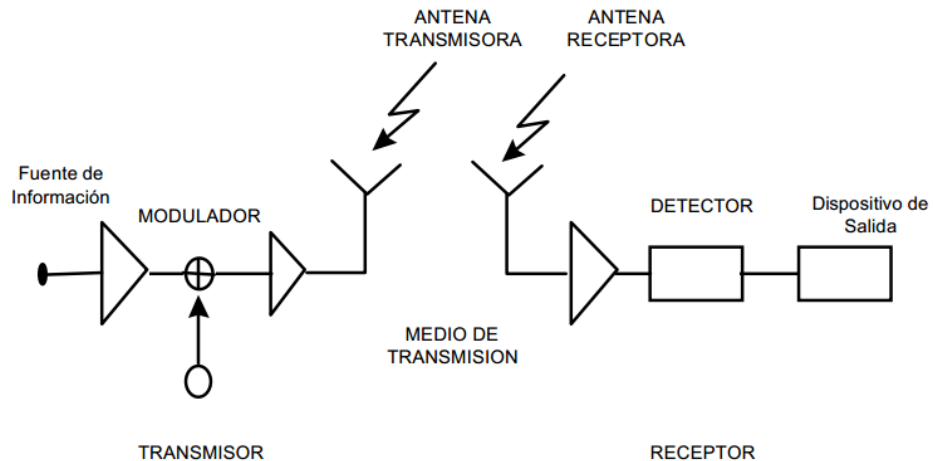


Figura 1: Sistema de Radiocomunicación

Fuente: <http://mer1516guinea.blogspot.pe/2015/09/bloques-de-un-sistema-de.html>

2.2.2. Antenas

2.2.2.1. Introducción

Antena es un dispositivo que sirve para transmitir y recibir ondas de radio. Convierte la onda guiada por la línea de transmisión (el cable o guía de onda) en ondas electromagnéticas que se pueden transmitir por el espacio libre.

En realidad una antena es un trozo de material conductor al cual se le aplica una señal y esta es radiada por el espacio libre. Las antenas deben dotar a la onda radiada con un aspecto de dirección. Es decir, deben acentuar un solo aspecto de dirección y anular o mermar los demás.

Esto es necesario ya que solo interesa radiar hacia una dirección determinada.

Las antenas también deben dotar a la onda radiada de una polarización. La polarización de una onda es la figura geométrica descrita, al transcurrir el tiempo,

por el extremo del vector del campo eléctrico en un punto fijo del espacio en el plano perpendicular a la dirección de propagación.

Para todas las ondas, esa figura es normalmente una elipse, pero hay dos casos particulares de interés y son cuando la figura trazada es un segmento, denominándose linealmente polarizada, y cuando la figura trazada es un círculo, denominándose circularmente polarizada. Una onda está polarizada circularmente o elípticamente a derechas si un observador viese a esa onda alejarse, y además viese girar al campo en el sentido de las agujas de un reloj. Lógicamente, si lo viese girar en sentido contrario, sería una onda polarizada circularmente o elípticamente a izquierdas. (Mesen, 2000)

2.2.2.2. Espectro electromagnético

Las ondas electromagnéticas se caracterizan por su frecuencia y longitud de onda. El conjunto de todas las frecuencias se denomina espectro.

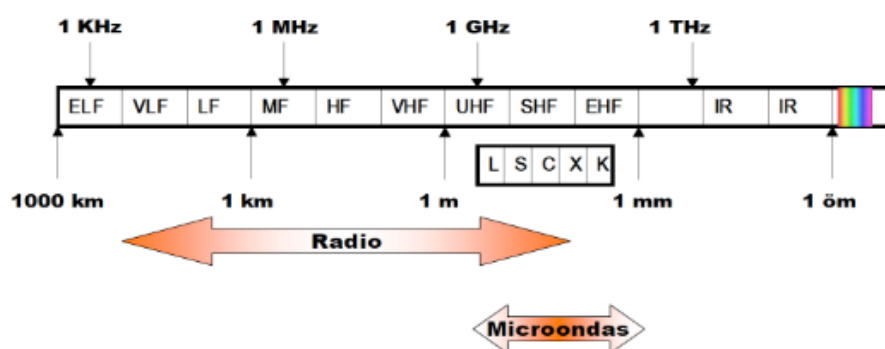


Figura 2: Espectro electromagnético

Fuente: Ferrando, Miguel (2003)

Toda onda se caracteriza por su frecuencia (f) y su longitud de onda (λ), ambas relacionadas por la velocidad de propagación en el medio, que habitualmente en antenas tiene las propiedades del vacío $c=3 \times 10^8$ con $c=\lambda \cdot f$. El conjunto de todas las frecuencias, o espectro de frecuencias, se divide por décadas en bandas, con la denominación presentadas en la tabla N°1 y figura N° 3 Cada aplicación tiene

asignada por los organismos de normalización unas determinadas porciones de ese espectro.

BANDA	FRECUENCIA	LONG. DE ONDA	DENOMINACIÓN
ELF	<3 kHz	>100 km	Extremely Low Frequency
VLF	3-30 kHz	100-10 km	Very Low Frequency
LF	30-300 kHz	10-1 km	Low Frequency
MF	0,3 -3 MHz	1.000-100 m	Medium Frequency
HF	3-30 MHz	100-10 m	High Frequency
VHF	30-300 MHz	10-1 m	Very High Frequency
UHF	0,3 -3 GHz	100-10 cm	Ultra High Frequency
SHF	3-30 GHz	10-1 cm	Super High Frequency
EHF	30-300 GHz	10-1 mm	Extremely High Frequency

Tabla N°1: Denominación de las Bandas de Frecuencia

Fuente: Cardama, Ángel (2002)

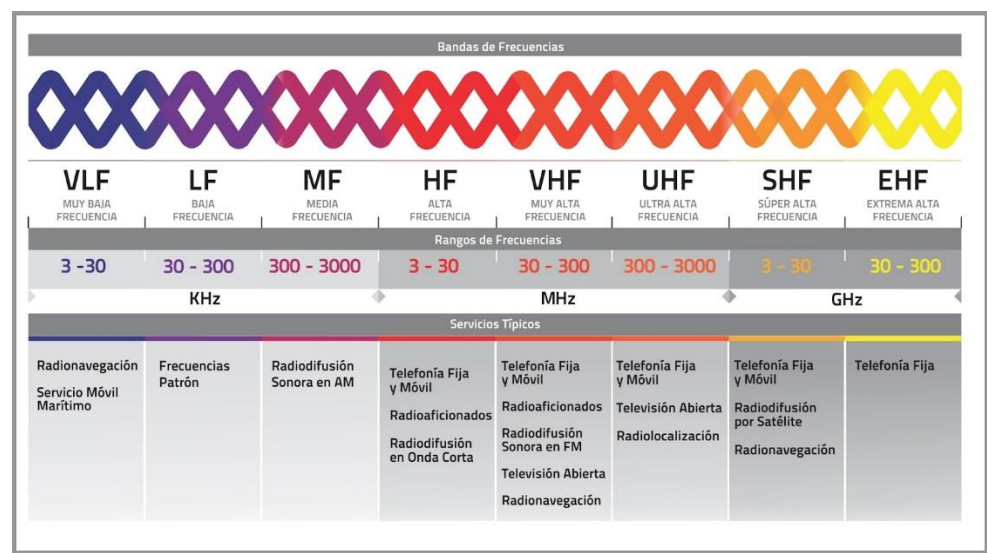


Figura N°3: Bandas de frecuencia

<http://radioelectricocc.blogspot.com/2015/12/bandas-de-frecuencias-proporcionadas.html>

2.2.2.3. Parámetros de antenas en transmisión

Una antena formará parte de un sistema más amplio, de radiocomunicaciones o radar, por ejemplo. Interesa caracterizarla con una serie de parámetros que la describan y permitan evaluar el efecto sobre el sistema de una determinada antena.

A efectos de definición de los parámetros, conviene diferenciarlos inicialmente según se relacionen con transmisión o recepción. (Cardama, 2002)

a) Impedancia.

La antena ha de conectarse a un transmisor y radiar el máximo de potencia posible con un mínimo de pérdidas en ella. La antena y el transmisor han de adaptarse para una máxima transferencia de potencia en el sentido clásico de circuitos. Habitualmente el transmisor se encuentra alejado de la antena y la conexión se hace mediante una línea de transmisión o guía de ondas, que participa también en esa adaptación, debiéndose considerar su impedancia característica, su atenuación y su longitud.

El transmisor produce corrientes y campos que pueden ser medibles en puntos característicos de la antena.

A la entrada de la antena puede definirse la impedancia de entrada Z_e mediante relaciones tensión-corriente en ese punto. En notación fasorial de régimen permanente sinusoidal poseerá una parte real $R_e(\omega)$ y una imaginaria $X_e(\omega)$, ambas dependientes en general de la frecuencia. Si Z_e no presenta una parte reactiva a una frecuencia, se dice que es una antena resonante. Dado que la antena radia energía, hay una pérdida neta de potencia hacia el espacio debida a radiación, que puede ser asignada a una resistencia de radiación R_r , definida como el valor de la resistencia que disiparía óhmicamente la misma potencia que la radiada por la antena.

$$P_{radiada} = I^2 R_r$$

Superpuestas a la radiación tendremos las pérdidas que puedan producirse en la antena, habitualmente óhmicas en los conductores, si bien en las antenas de ferrita también se producen pérdidas en el núcleo. La potencia entregada a la antena es la suma de las potencias radiada y de pérdidas en la antena. Todas las

pérdidas pueden globalizarse en una resistencia de pérdidas R_{Ω} . La Resistencia de entrada es la suma de la radiación y pérdidas.

$$P_{entregada} = P_{radiada} + P_{perdidas} = I^2 R_r + I^2 R_{\Omega}$$

La impedancia de entrada es un parámetro de gran trascendencia, ya que condiciona las tensiones de los generadores que se deben aplicar para obtener determinados valores de corriente en la antena y, en consecuencia, una determinada potencia radiada. Si la parte reactiva es grande, hay que aplicar tensiones elevadas para obtener corrientes apreciables; si la resistencia de radiación es baja, se requieren elevadas corrientes para tener una potencia radiada importante.

La existencia de pérdidas en la antena hace que no toda la potencia entregada por el transmisor sea radiada, por lo que se puede definir un rendimiento o eficiencia de la antena η_l , mediante la relación entre la potencia radiada y la entregada, o equivalentemente entre la resistencia de entrada de esa antena, si hubiera sido ideal (sin pérdidas), y la que presenta realmente. (Cardama, 2002)

$$\eta_l = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} = \frac{R_r}{R_r + R_{\Omega}}$$

b) Intensidad de radiación.

Una de las características fundamentales de una antena es su capacidad para radiar con una cierta direccionalidad, es decir, para concentrar la energía radiada en ciertas direcciones del espacio. Será, por tanto, conveniente cuantificar este comportamiento con algún parámetro que nos permita establecer una comparación entre distintas antenas. Previamente debemos definir el marco de referencia donde está situada la antena que queremos caracterizar; para ello emplearemos un sistema de coordenadas que nos permita definir cómodamente una dirección del espacio.

El sistema de coordenadas utilizado habitualmente en antenas es el esférico. Para especificar una dirección del espacio se utilizan los dos ángulos θ , ϕ . En este sistema de coordenadas (Fig. 4) se definen los vectores unitarios \hat{r} , $\hat{\theta}$, $\hat{\phi}$ que forman una base ortogonal. La orientación de los vectores se determina mediante la intersección de una esfera de radio r , un cono de ángulo θ y un semiplano que pasa por el eje z . La onda electromagnética radiada se compone de un campo eléctrico $\vec{E} \left(\frac{V}{m} \right)$ y uno magnético $\vec{H} \left(\frac{A}{m} \right)$; ambos son magnitudes vectoriales y están ligados por las ecuaciones de Maxwell. (Cardama, 2002).

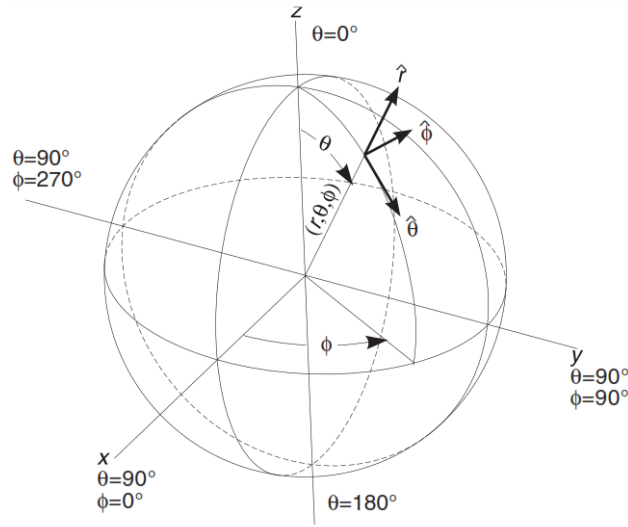


Figura N°4: Sistemas de coordenadas esférico. (Cardama, 2002)

A partir de los valores eficaces de los campos se obtiene la densidad de flujo por unidad de superficie mediante

$$\wp(\theta, \phi) = \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*) \left(\frac{W}{m^2} \right)$$

Donde se ha supuesto para los campos una variación temporal armónica y los símbolos *, Re y χ denotan el complejo conjugado, la parte real y el producto vectorial.

Para los campos radiados, los módulos del campo eléctrico y del campo magnético están relacionados por la impedancia característica del medio η , que en el vacío vale $120\pi\Omega$

Por lo tanto, la densidad de potencia radiada también se puede calcular a partir de las componentes transversales del campo eléctrico

$$\wp(\theta, \phi) = \frac{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2}{\eta}$$

La potencia total radiada se puede obtener como la integral de la densidad de potencia en una superficie esférica que encierre a la antena

$$P_r = \iint \wp(\theta, \phi) d\vec{s}$$

La intensidad de radiación es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección; sus unidades son vatios por estereorradián y a grandes distancias tiene la propiedad de ser independiente de la distancia a la que se encuentre la antena.

La relación entre la intensidad de radiación y la densidad de potencia radiada es

$$K(\theta, \phi) = \wp(\theta, \phi) r^2$$

Y la potencia total radiada también se puede calcular integrando la intensidad de radiación en todas las direcciones del espacio.

$$P_r = \iint K(\theta, \phi) d\Omega$$

Al ser el diferencial de ángulo sólido en coordenadas esféricas

$$d\Omega = \frac{ds}{r^2} = \sin\theta d\theta d\phi$$

c) Diagrama de radiación.

Un diagrama de radiación es una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena, en función de las distintas direcciones del espacio, a una distancia fija. Normalmente se empleará un sistema de coordenadas esféricas. Con la antena situada en el origen y manteniendo constante la distancia se expresará el campo eléctrico en función de las variables angulares (θ, ϕ) . Como el campo es una magnitud vectorial, habrá que determinar en cada punto de la

esfera de radio constante el valor de dos componentes ortogonales, habitualmente según $\hat{\theta}$ y $\hat{\phi}$.

Como el campo magnético se deriva directamente del eléctrico, la representación podría realizarse a partir de cualquiera de los dos, siendo norma habitual que los diagramas se refieran al campo eléctrico.

La densidad de potencia es proporcional al cuadrado del módulo del campo eléctrico, por lo que la representación gráfica de un diagrama de potencia contiene la misma información que un diagrama de radiación de campo. (Cardama, 2002).

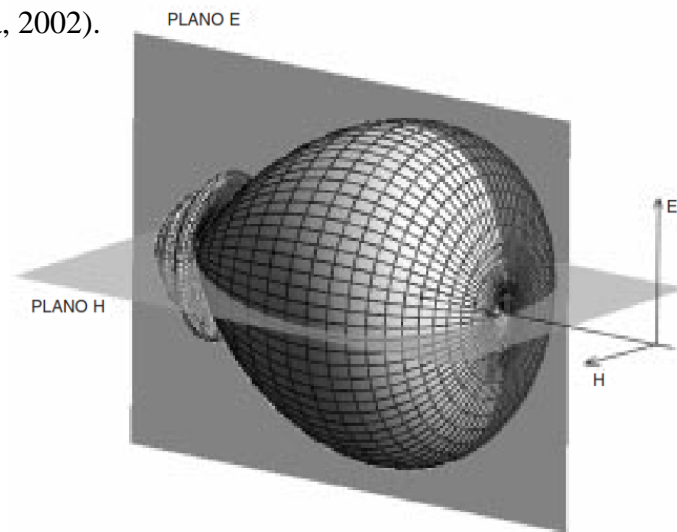


Figura N°5: Diagrama de radiación tridimensional de una antena.

Fuente: (Cardama, 2002)

El diagrama de radiación se puede representar en forma tridimensional utilizando técnicas gráficas diversas, como las curvas de nivel o el dibujo en perspectiva. La figura 5 muestra el diagrama tridimensional de una antena y los planos E y H. Los niveles se expresan en decibelios respecto al máximo de radiación.

Para antenas linealmente polarizadas se define el plano E como el que forman la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico en dicha dirección. Análogamente, el plano H es el formado por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en dicha dirección.

Ambos planos son perpendiculares y su intersección determina una línea que define la dirección de máxima radiación de la antena. (Cardama, 2002).

d) Directividad.

La directividad D de una antena se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección, a una distancia dada, y la densidad de potencia que radiaría a esa misma distancia una antena isótropa que radiase la misma potencia que la antena

$$D(\theta, \phi) = \frac{\mathcal{P}(\theta, \phi)}{\frac{P_r}{4\pi r^2}}$$

Si no se especifica la dirección angular, se sobreentiende que la directividad se refiere a la dirección de máxima radiación

$$D = \frac{\mathcal{P}_{max}}{\frac{P_r}{4\pi r^2}}$$

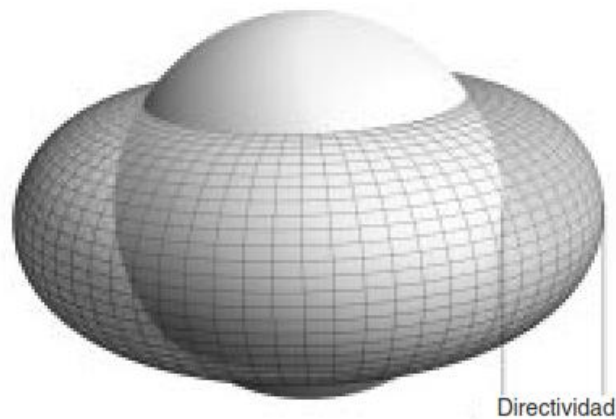


Figura N°6: Directividad de Antena.

Fuente: Cardama, 2002

e) Polarización.

La polarización es una indicación de la orientación del vector de campo en un punto fijo del espacio al transcurrir el tiempo.

La polarización de una antena en una dirección es la de la onda radiada por ella en esa dirección.

La polarización de una onda es la figura geométrica descrita, al transcurrir el tiempo, por el extremo del vector campo eléctrico en un punto fijo del espacio en el plano perpendicular a la dirección de propagación. Para ondas con variación temporal sinusoidal esa figura es en general una elipse, pero hay dos casos particulares de interés: si la figura trazada es un segmento, la onda se denomina linealmente polarizada y si es un círculo, circularmente polarizada.

El sentido de giro del campo eléctrico, tanto en las ondas circularmente polarizadas como en las elípticas, se dice que es a derechas si sigue el convenio de avance en la dirección de propagación, o bien si al alejarse la onda de un observador, éste ve rotar el campo en el sentido de las agujas de un reloj, y a izquierdas si es el sentido contrario.

Se define la relación axial de una onda elípticamente polarizada como la relación entre los ejes mayor y menor de la elipse. Toma valores comprendidos entre uno e infinito.

Los campos, representados en notación compleja o fasorial, permiten determinar la variación temporal a partir de cada una de las componentes ortogonales a la dirección de propagación. (Cardama, 2002).

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \text{Re}[\vec{E}(\vec{r})e^{j\omega t}]$$

f) Ancho de banda.

Todas las antenas, debido a su geometría finita, están limitadas a operar satisfactoriamente en una banda o margen de frecuencias. Este intervalo de frecuencias, en el que un parámetro de antena determinada no sobrepasa unos límites prefijados, se conoce como el ancho de banda de la antena.

El ancho de banda (BW) se puede especificar como la relación entre el margen de frecuencias en que se cumplen las especificaciones y la frecuencia central. Dicha relación se suele expresar en forma de porcentaje. (Cardama, 2002).

$$BW = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_o}$$

2.2.2.4. Parámetros de antenas en recepción

Una antena capta de una onda incidente sobre ella parte de la potencia que transporta y la transfiere al receptor. La antena actúa como un sensor e interacciona con la onda y con el receptor, dando origen a una familia de parámetros asociados con la conexión circuital a éste y a otra vinculada a la interacción electromagnética con la onda incidente. (Cardama, 2002)

a) Adaptación

La impedancia de una antena receptora es la misma que la impedancia de dicha antena actuando como transmisora.

En recepción, la antena se conecta a una línea de transmisión o bien directamente a un receptor. Para que haya máxima transferencia de potencia, la impedancia de la antena $Z_a = R_a + jX_a$ y la impedancia de carga $Z_L = R_L + jX_L$ deben ser complejas conjugadas $Z_L = Z_a^*$. En este caso

$$P_{Lmax} = \frac{|V_{ca}|^2}{4R_a}$$

En general si no hay adaptación tendremos

$$P_L = P_{Lmax} C_a = P_{Lmax} (1 - |\rho|^2)$$

Donde C_a es el coeficiente de desadaptación, que se puede calcular como:

$$C_a = \frac{4R_a R_L}{(R_a + R_L)^2 + (X_a + X_L)^2}$$

b) Área y longitud efectiva

La antena extrae potencia del frente de onda incidente, por lo que presenta una cierta área de captación o área efectiva A_{ef} , definida como la relación entre la potencia que entrega la antena a su carga (supuesta para esta definición sin

pérdidas y adaptada a la carga) y la densidad de potencia de la onda incidente que representa físicamente la porción del frente de onda que la antena ha de interceptar y drenar de él toda la potencia contenida hacia la carga.

$$A_{ef} = \frac{P_L}{\wp}$$

La definición anterior lleva implícita la dependencia del área efectiva con la impedancia de carga, la adaptación y la polarización de la onda. Si sustituimos

P_{Lmax} en A_{ef} y tenemos en cuenta que $\wp = \frac{|E|^2}{\eta}$ resulta:

$$A_{ef} = \frac{|V_{ca}|^2}{4R_a\wp} = \frac{|V_{ca}|^2\eta}{|E|^2 4R_a} = \frac{l_{ef}^2\eta}{4R_a}$$

Donde se ha introducido un nuevo parámetro, la longitud efectiva l_{ef} , mediante la relación entre la tensión inducida en circuito abierto en bornes de la antena y la intensidad del campo incidente en la onda

$$l_{ef} = \frac{|V_{ca}|}{|E|}$$

De nuevo esta definición lleva implícita una dependencia con la polarización de la onda. La longitud y el área efectiva están definidas a partir de magnitudes eléctricas y no coinciden necesariamente con las dimensiones reales de las antenas, si bien en algunos tipos de ellas guardan una relación directa. El área y la longitud efectiva se han definido para la dirección en la que la antena receptora capta máxima señal. El área efectiva dependerá de la dirección angular en la que incidan las ondas, de una forma similar a la directividad.

$$A_{ef}(\theta, \phi) = A_{ef}t(\theta, \phi)$$

La longitud efectiva también variará proporcionalmente al diagrama de radiación del campo.

$$l_{ef}(\theta, \phi) = l_{ef} \sqrt{t(\theta, \phi)}$$

2.2.2.5. Clasificación de las antenas

Las antenas tienen unas características de impedancia y de radiación que dependen de la frecuencia. El análisis de dichas características se realiza a partir de las ecuaciones de Maxwell en el dominio de la frecuencia, utilizando las expresiones de los campos en forma compleja o fasorial. Cada aplicación y cada banda de frecuencias presentan características peculiares que dan origen a unas tipologías de antenas muy diversas. En una forma amplia los tipos más comunes se pueden agrupar en los grandes bloques siguientes:

- ✓ Antenas alámbricas. Se distinguen por estar construidas con conductores que soportan las corrientes que dan origen a los campos radiados. Pueden estar formadas por conductores rectos (dipolo, V, rómbica), espiras (circular, cuadrada o de cualquier forma arbitraria) y hélices. Este tipo de antenas se caracterizan por corrientes y cargas que varían de forma armónica con el tiempo y con amplitudes que también varían a lo largo de los conductores.

- ✓ Antenas de apertura y reflectores. En ellas la generación de la onda radiada se consigue a partir de una distribución de campos soportada por la antena y se suelen excitar con guías de ondas. Son antenas de apertura las bocinas, las aperturas y las ranuras sobre planos conductores, y las bocas de guía. Este tipo de antenas se caracterizan por los campos eléctricos y magnéticos de la apertura, variables armónicamente con el tiempo. El empleo de reflectores, asociados a un alimentador primario, permite disponer de antenas con las prestaciones necesarias para servicios de comunicaciones a grandes distancias, tanto terrestres como espaciales. El reflector más común es el parabólico. (Aznar, 1998)

- ✓ Agrupaciones de antenas. En ciertas aplicaciones se requieren características de radiación que no pueden lograrse con un solo elemento; sin embargo, con la combinación de varios de ellos se consigue una gran flexibilidad que permite obtenerlas. Estas agrupaciones pueden realizarse combinando, en principio, cualquier tipo de antena. (Aznar, 1998)

	TIPO DE ANTENA	CARACTERÍSTICAS
Según su forma de radiación	Antenas omnidireccionales	Dipolos eléctricos y magnéticos (<i>loops</i>), antenas de parche.
	Antenas direccionales	Yagi-Uda, reflectores parabólicos, helicoidales, arreglos dipolares. A su vez, pueden ser <i>endfire</i> o <i>broadside</i> ; es decir, radiar en dirección del eje de la antena o en dirección perpendicular a ella.
	Antenas independientes de la frecuencia (de gran ancho de banda)	Logarítmicas, espirales, espirales cónicas.
	Antenas electrónicamente direccionables y adaptivas	Arreglos de antenas de fase controlada (AAFC) y arreglos de antenas activas de fase controlada (AAAFC). Sus elementos pueden ser dipolos, antenas de parche, hélices, etcétera.
Según su geometría y/o construcción	Antenas delgadas (<i>wire antennas</i>)	Dipolos eléctricos y magnéticos, logarítmica, Yagi-Uda, helicoidal, arreglo de dipolos.
	Antenas de abertura	Guía de onda, corneta, reflectores parabólicos e hiperbólicos.
	Antenas autodefinidas	Logarítmicas, espirales, espirales cónicas.
	Antenas planares	Antenas de parche (diversas geometrías), espirales.
	Antenas cuasi-ópticas	Aberturas (<i>slots</i>), antenas de Fresnel.

Tabla N°2: Clasificación de las antenas

Fuente: (Hernández, 1998)

a) Dipolos

La antena dipolo es la más sencilla de todas. Consiste en un hilo conductor de media longitud de onda a la frecuencia de trabajo, cortado por la mitad, en cuyo centro se coloca un generador o una línea de transmisión.



Figura N°7: Antena tipo dipolo

Fuente: <https://antena2013.wordpress.com/2013/11/19/trabajo-de-antena-yagi/>

La longitud de un dipolo debe ser por $L = 150 / f$ siendo f la frecuencia en MHz. Al estar construido con algún material (generalmente cobre) y terminarse en dos puntas que introducen una cierta capacidad que no existe en el conductor continuo, para obtener la resonancia se debe acortar ligeramente esta longitud debido al mismo efecto que el factor de propagación de las líneas de transmisión.

Para todos los efectos prácticos, salvo para dipolos en frecuencias muy elevadas en las que el diámetro del hilo puede tener influencia, se puede considerar que acortando la longitud un 5 % se consigue la condición de resonancia. Por lo tanto $L = 142,5 / f$. (<http://www.radiocomunicaciones.net/radio/antenas-dipolo/>)

b) Marconi

La Antena de Marconi o Antena Aterrizada consiste en una antena vertical que se utiliza para lanzar una polarización vertical de onda de radiofrecuencia. Estas se utilizan más en dos áreas:

- Comunicaciones de Baja Frecuencia. Debajo de 2 MHz es difícil utilizar antenas dipolo debido a su longitud y la exigencia de que se puede montar por lo menos una media longitud de onda sobre el suelo.
- Comunicaciones Móviles. Es difícil montar un dipolo polarizada horizontalmente en un vehículo. Una antena vertical solo tiene un punto de montaje y menos resistencia al viento.

Conceptualmente, se trata de un conductor vertical de poco espesor, perpendicular a la Tierra. Puede imaginarse como un brazo de un dipolo, al cual la Tierra le sirve de espejo para "fabricar" la imagen del otro brazo del dipolo. La antena resuena a aproximadamente $\lambda/2$ con la tierra, gracias a la imagen eléctrica.

(<http://oec970214.blogspot.com/2017/10/la-antena-de-marconi.html>)

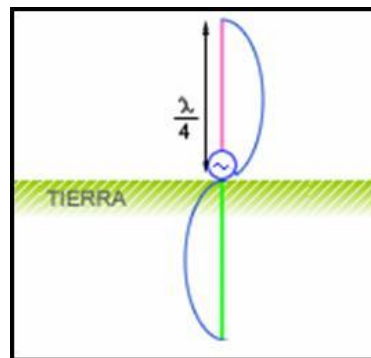


Figura N°8: Antena tipo Marconi

Fuente: <http://oec970214.blogspot.com/2017/10/la-antena-de-marconi.html>

La antena Marconi es un conductor vertical de $1/4$ de longitud de onda, alimentado por su base. Precisa de un plano de tierra lo más conductivo posible. La antena es resonante en los armónicos impares de la frecuencia de diseño y opera como antena de media longitud de onda o sus múltiplos en armónicos pares. La longitud total del hilo en metros se calcula con la fórmula $L = (71,25 / \text{Frecuencia MHz})$.

Este tipo de antena a diferencia del dipolo, es una antena balanceada, y deben ser alimentados directamente con cable coaxial. La pantalla del cable coaxial se

conecta a la tierra en la base de la antena y en el centro del cable coaxial se conecta el radiador vertical.

Debido a que el suelo debajo de una antena vertical es en realidad parte de la antena, es necesario que las pérdidas del suelo se reduzcan al mínimo. Para minimizar las pérdidas, la conductividad eléctrica del suelo debe ser lo más alta posible, o una baja pérdida del suelo artificial, deben ser proporcionados. Se puede usar un contrapunto es una estructura de cables colocada debajo de la antena y construida arriba de la tierra y ayuda a mejorar artificialmente la conductividad de la tierra que se encuentra bajo la antena. (www.ipellejero.es/hf/antenas/marconiindex.html)

c) Rómbica

Una antena rómbica está formada por una línea de transmisión, que se abre en forma de rombo, la línea se termina en una carga adaptada, los cuatro lados del rombo se pueden modelar por conductores por los que circula una onda progresiva.

(http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Problemas/Tema_4/Antena_rombica.pdf)

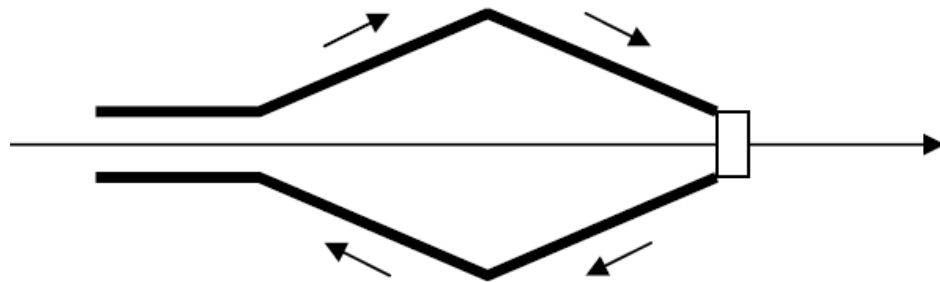


Figura N°9: Antena Rómbica

http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Problemas/Tema_4/Antena_rombica.pdf

d) Dipolo Doblado

Un dipolo doblado es una estructura formada por dos dipolos paralelos, cortocircuitados en su extremo. Uno de ellos se alimenta en el centro con un

generador. El dipolo doblado se puede descomponer en el modo par o modo antena, con la misma alimentación en los dos brazos, y el modo impar o modo línea de transmisión, con dos generadores con signos opuestos.

El modo impar equivale a dos líneas de transmisión en cortocircuito, alimentadas en serie.

Aunque no contribuye a la radiación, sí afecta la impedancia a la entrada.

El modo par de la línea de transmisión equivale a dos dipolos paralelos, alimentados con la misma tensión.

En conclusión, un dipolo doblado, equivale, desde el punto de vista de radiación a un dipolo simple con corriente de valor doble, e impedancia 4 veces.
(www.upv.es/antenas)

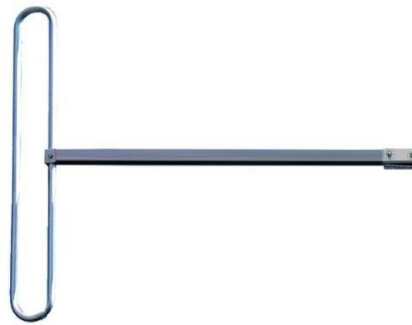


Figura N°10: Antena Dipolo Doblado

https://articulo.mercadolibre.com.uy/MLU-445006295-antena-dipolo-doblado-emisoras-fm-_JM

e) Yagi Uda

Esta antena fue inventada en 1926 por el profesor Hidetsugu Yagi de la Universidad de Tokio. Antena constituida por varios elementos paralelos y coplanarios, directores, activos y reflectores, utilizada ampliamente en la recepción de señales televisivas. Los elementos directores dirigen el campo eléctrico, los activos radian el campo y los reflectores los reflejan.

La antena Yagi es un arreglo de antena que se creó con el objetivo de aumentar la directividad del sistema y concentrar la potencia radiada en un área más pequeña. Los elementos de esta antena son los siguientes:

- Elementos de excitación: Pueden ser activos o excitados, estos se conectan directamente a la línea de transmisión y recibe potencia de la fuente.
- Elementos Parásitos: No se conectan a la línea de transmisión y reciben energía a través de inducción mutua. Se clasifican en:

Directores: Elemento parásito más corto que el elemento de excitación.

Incrementa la intensidad del campo en su dirección y la reduce a la dirección opuesta.

Reflectores: Elemento parásito más largo que el elemento de excitación.

Reduce la intensidad de la señal que está en su dirección e incrementa la que está en dirección opuesta. (www.virtual.unal.edu.co).

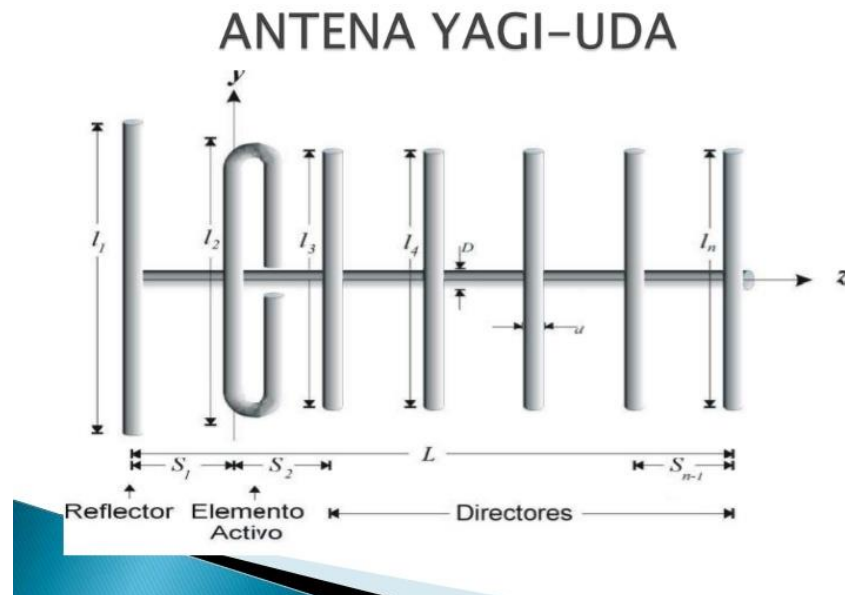


Figura N°11: Antena Yagi-Uda

<https://es.slideshare.net/Arkso/antenas-yagi-uda-8639115>

f) Log Periódica

Dipolos (Log-Periodic Dipole Arrays – LDPA), es un grupo de antenas dipolos unidas y alimentadas alternativamente a través de una línea de transmisión común. Es la más común de las antenas VHF de banda ancha, también se está haciendo popular en UHF. Es una antena en banda ancha que mantiene una ganancia e impedancia constante.

Tiene una ganancia de 6.5 a 7.5 dB. La antena trabaja en su región activa, que es la porción en la cual está emitiendo o recibiendo radiación eficientemente. La región cambia con la frecuencia. El elemento más largo que se muestra en la figura está activo en bajas frecuencias donde actúa como un dipolo de media onda. Como la frecuencia cambia en forma ascendente, la región activa cambia hacia delante. La frecuencia límite superior de la antena está en función del elemento más corto.

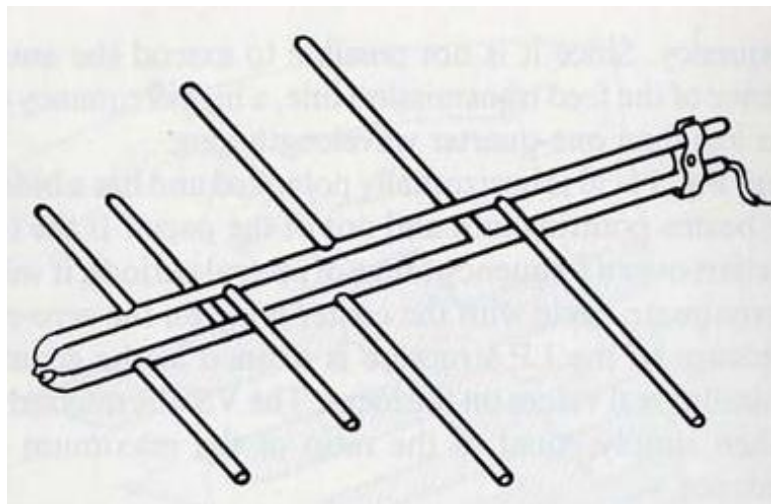


Figura N°12: Antena Logoperiódica

<https://sisbib.unmsm.edu.pe/bibvirtualdata/publicaciones/electronica>

g) Cúbica

La Antena cúbica es un tipo de antena consistente en uno o varios elementos excitados y varios elementos parásitos, como en la antena yagi, pero en este

caso los elementos son bucles o cuadros de onda completa. Estos elementos suelen colocarse en forma de cuadrado o de rombo, aunque también puede ser en forma de círculo o estrella de varias puntas.

Las antenas cúbicas son las grandes desconocidas y a su vez las mejores antenas para HF en cuanto su rendimiento.

Eléctricamente no hay discusión posible, un cuadro de onda completa tiene alrededor de 1,5db más de ganancia que un dipolo de media onda (yagi). Un cuadro de una cúbica equivaldría a dos yagis enfasadas a corta distancia (separación corta entre ambos boom) Ahora bien, mecánicamente no son aptas para cualquier persona/situación, ya que lo que normalmente está acostumbrado de las yagis es a tubos de aluminio y tornillos de acero inoxidable, en las cúbicas estos materiales se reemplazan por fibra de vidrio e conductor de cobre. Estos materiales son más frágiles que el aluminio y acero por lo que no permiten tantos excesos.

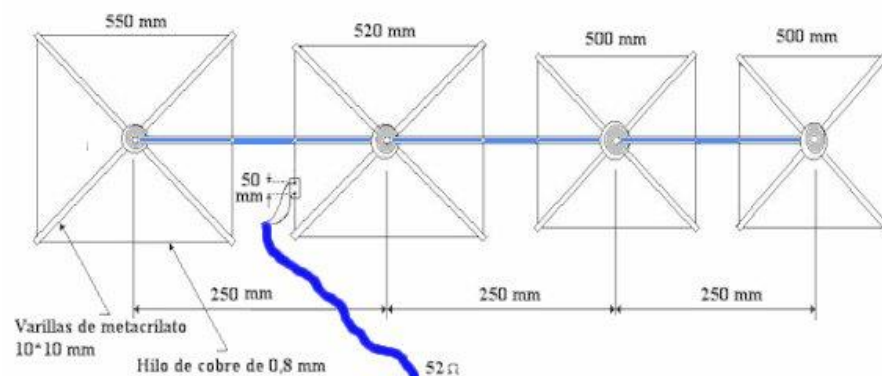


Figura N°13: Antena Cúbica

http://www.lu1ehr.com.ar/Quad_Cubica_VHF.html

h) Parabólica

La antena parabólica es un tipo de antena que se caracteriza por llevar un reflector parabólico.

Su nombre proviene de la similitud a la parábola generada al cortar un cono recto con un plano paralelo a la directriz.

Las antenas parabólicas pueden ser usadas como antenas transmisoras o como antenas receptoras. En las antenas parabólicas transmisoras el reflector parabólico refleja la onda electromagnética generada por un dispositivo radiante que se encuentra ubicado en el foco del reflector parabólico, y los frentes de ondas que genera salen de este reflector en forma más coherente que otro tipo de antenas, mientras que en las antenas receptoras el reflector parabólico concentra la onda incidente en su foco donde también se encuentra un detector.

Normalmente estas antenas en redes de microondas operan en forma full duplex, es decir, transmiten y reciben simultáneamente.

Las antenas parabólicas suelen ser utilizadas a frecuencias altas y tienen una ganancia elevada.

Tipos de antenas parabólicas

Atendiendo a la superficie reflectora, pueden diferenciarse varios tipos de antenas parabólicas, los más extendidos son los siguientes:

- La antena parabólica de foco centrado o primario, que se caracteriza por tener el reflector parabólico centrado respecto al foco.
- La antena parabólica de foco desplazado u offset, que se caracteriza por tener el reflector parabólico desplazado respecto al foco. Son más eficientes que las parabólicas de foco centrado, porque el alimentador no hace sombra sobre la superficie reflectora.
- La antena parabólica Cassegrain, que se caracteriza por llevar un segundo reflector cerca de su foco, el cual refleja la onda radiada desde el dispositivo radiante hacia el reflector en las antenas transmisoras, o refleja la onda recibida desde el reflector hacia el dispositivo detector en las antenas receptoras.



Figura N°14: Antena Parabólica

<http://www.mipequefabrica.com/ventajas-y-desventajas-de-las-antenas-parabolicas/>

2.2.3. Simuladores para Antenas basados en Linux

A continuación se detallan simuladores para antenas que corre en el ambiente Linux, estos son comparados y analizados:

(<http://fralbe.wordpress.com/2009/02/20/software-para-simulación-de-antenas>).

MMANA-GAL: Es un analizador de antenas basado en el método de momentos. Mmana-Gal es software libre, no consume muchos recursos de máquina. Es especializado en antenas hechas de conductores rectilíneos sin necesidad de plano de masa.

Algunas de las limitaciones de este programa, es el hecho que sólo puede modelar antenas compuestas de conductores rectilíneos, y desnudos. Y aunque ha mejorado en el tratamiento de la tierra o masa, no funciona bien cuando un conductor está a pocos centímetros del suelo.

Corre en ambiente Windows y Linux.

4NEC2: Es un completo simulador libre incluye Nec2, Nec4 y herramientas basadas en ventanas para crear, ver, optimizar y chequear estilos de geometrías de antenas en

2D y 3D y generar, presentar y/o comparar diagramas de radiación de campo cercano y lejano. Permite hallar diagramas de radiación, acople, eficiencia, etc. Presenta ventanas independientes para la geometría, vista en 3D, plots de eficiencia, etc. Presenta también una interfaz especial Built para facilitar la construcción de los modelos de antenas. Corre en ambiente Windows y Linux.

NEC2: El Código Electromagnético Numérico es un código de computadora para analizar la respuesta electromagnética de una estructura arbitraria que consta de cables y las superficies en el espacio libre o en un plano de tierra. El análisis es realizado por la solución numérica de ecuaciones integrales de inducido corrientes. Este simulador posee una interfaz muy compleja difícil de manejar para usuarios poco experimentados del uso de este simulador. Corre en ambiente Linux.

Por todas las razones anteriores mencionadas se justifica el uso del simulador 4NEC2.

El simulador 4NEC2 es una herramienta que permite realizar análisis con todo tipo de antenas, estas poseen parámetros que pueden ser modificados fácilmente en la interfaz del simulador, también se puede visualizar los resultados como impedancias, patrones de radiación, cartas de Smith. Este simulador también permite al usuario diseñar antenas a su gusto y da opciones para el desarrollo de estas. Posee pantallas independientes de ingreso de datos, modificación de datos y resultados.

El Código de Electromagnetismo numérico (NEC-2) es un código de computadora orientado al usuario para el análisis de la respuesta electromagnética de antenas y otras estructuras metálicas. Está construido alrededor de la solución numérica de ecuaciones integrales para las corrientes inducidas en la estructura por fuentes o campos incidentes.

Este enfoque evita muchos de los supuestos simplificadores requeridos por otros métodos de solución y proporciona una herramienta muy precisa y versátil para análisis electromagnético.

El código combina una ecuación integral para superficies lisas para proporcionar para el modelado conveniente y preciso de una amplia gama de estructuras.

Un modelo puede incluir las redes radiadas e irradiadas de las líneas de transmisión conectando partes de la estructura y la carga de los elementos agrupados. Una estructura también puede ser modelada sobre un plano de tierra que puede ser o bien un conductor perfecto o imperfecto.

La excitación puede ser cualquiera de las fuentes de tensión sobre la estructura o de un incidente plano de onda de polarización lineal o elíptica. La salida puede incluir corrientes inducidas y cargos, cerca de los campos eléctricos o magnéticos, y radiadas campos.

El enfoque de la ecuación integral se adapta mejor a las estructuras con dimensiones hasta varias longitudes de onda. Aunque no hay límite de tamaño teórico, la solución numérica requiere una ecuación de matriz de orden creciente como el tamaño de la estructura está aumentado en relación con la longitud de onda. Por lo tanto, el modelado en estructuras muy grandes puede requerir equipo más capacidad de almacenamiento y el archivo de tiempo de lo que es práctica en una máquina en particular.

NEC-2 también incluye una opción para calcular un acoplamiento máximo entre las antenas y nuevas opciones para estructura de entrada.

2.2.4. Línea de transmisión

Las líneas de transmisión son componentes circuitales que aparecen en todas las ramas de la ingeniería eléctrica y electrónica.

La Figura 14 muestra el modelo genérico de una línea de transmisión y los elementos asociados con ella en los casos prácticos. Independientemente de que queramos transportar potencia o una señal, asociados con la línea se hallarán por lo menos un generador y una carga.

A relativamente bajas frecuencias, la teoría de circuitos tradicional ignora el efecto de las interconexiones frente a la presencia de elementos resistivos o reactivos concentrados. Supone que la influencia de los elementos concentrados en el comportamiento del circuito es muchísimo mayor que pudieran tener las interconexiones.

Debido a ello, la teoría de circuitos basada en elementos concentrados solo tendrá éxito en describir el comportamiento de un circuito siempre y cuando las frecuencias utilizadas en el mismo sean tales que la distancias cubiertas por las interconexiones sean mucho menores que las longitudes de onda de las señales involucradas.

Veremos que a medida que las frecuencias utilizadas aumentan, disminuyendo las longitudes de onda y haciendo que la distancia cubierta por las interconexiones se haga comparable con la longitud de onda, la influencia de las interconexiones sobre el comportamiento del circuito aumenta y no puede ser despreciada y por consiguiente, las interconexiones se convierten en líneas de transmisión y el modelo de parámetros concentrados e interconexiones inocuas pierde su validez.

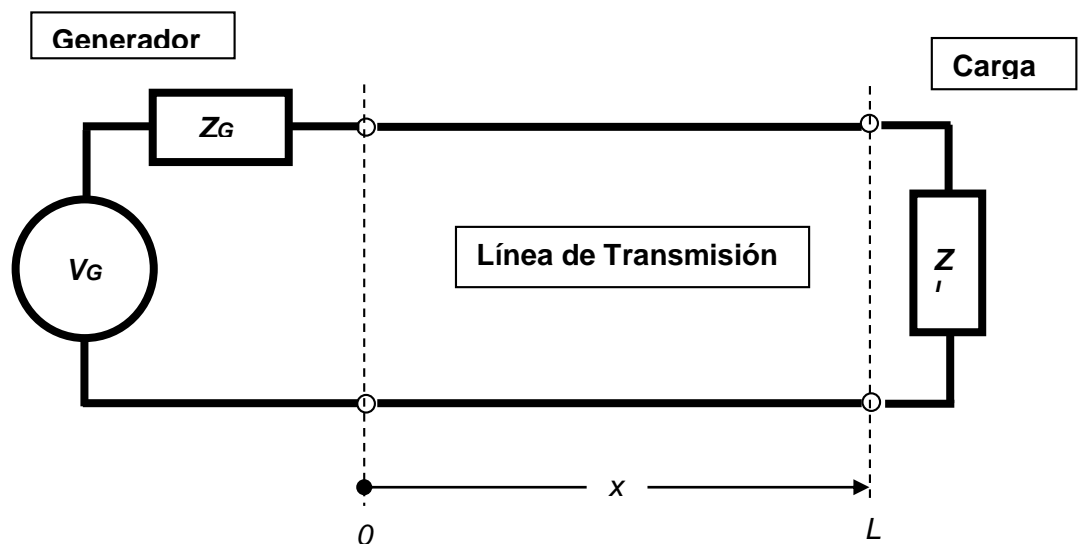


Figura N°15: Líneas de Transmisión

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

Sin embargo, es posible utilizar la teoría de circuitos para estudiar el comportamiento de una línea de transmisión siempre y cuando se utilice un modelado de la línea de transmisión que cumpla con la restricción mencionada anteriormente.

Si tomamos la línea como una sucesión infinita de tramos infinitamente pequeños, cada uno de estos tramos infinitesimales serán de una longitud muchísimo menor que la longitud de onda y podremos aplicar la teoría de circuitos para resolver el comportamiento de cada uno de ellos. Posteriormente, la composición del comportamiento de todos los tramos en que hemos considerado dividida la línea dará como resultado el comportamiento de la línea como componente del circuito.

En la Figura 15 mostramos el modelo de uno de los tramos infinitesimales en que vamos a suponer dividida la línea, la teoría de parámetros concentrados puede ser aplicada para la resolución del mismo en virtud de que Δx y además, la sección transversal son muy pequeños comparados con la longitud de onda.

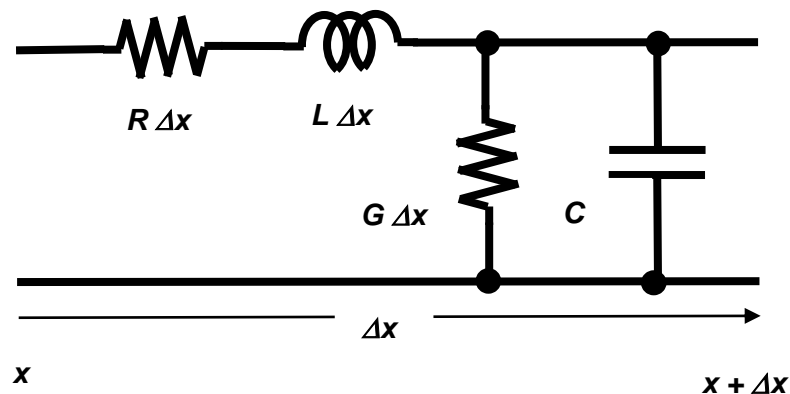


Figura N°16: Modelo de tramos infinitesimales de una línea de transmisión

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

Obsérvese que los parámetros característicos R , L , G y C están dados en sus respectivas unidades por metro de línea:

$$R \left[\frac{\text{Ohms}}{\text{metro}} \right] \quad \text{Resistencia serie por unidad de longitud.}$$

$L \left[\frac{\text{Henry}}{\text{metro}} \right]$ Inductancia serie por unidad de longitud.

$G \left[\frac{\text{Siemens}}{\text{metro}} \right]$ Conductancia paralelo por unidad de longitud.

$C \left[\frac{\text{Farad}}{\text{metro}} \right]$ Capacidad paralelo por unidad de longitud.

Trabajaremos con líneas de estructura uniforme, y por consiguiente supondremos que estos parámetros serán constantes a lo largo de la línea. La descripción circuital de la línea considerándola como una sucesión de cuadripolos de tamaño infinitesimal es conocida como representación de parámetros distribuidos.

Es importante notar que los valores de estos parámetros eléctricos denominados fundamentales dependen de la frecuencia de trabajo.

El valor de la resistencia serie R está influenciado directamente por la frecuencia debido al efecto pelicular, que origina una reducción en la profundidad de penetración de la corriente en el conductor a medida que la frecuencia aumenta. En consecuencia, el valor de R se incrementa aproximadamente proporcionalmente a \sqrt{f} .

El valor de la inductancia serie L se ve también influenciado por el efecto pelicular, a igualdad de corriente, a medida que aumenta la frecuencia, el flujo magnético dentro de los conductores se hace menor y la inductancia L disminuye su valor, para frecuencias muy elevadas una vez que la corriente ha reducido a un mínimo su profundidad de penetración, la inductancia permanece constante.

El valor de la capacitancia paralelo C se mantiene prácticamente independiente de la frecuencia dado que la mayoría de los materiales usados como aislante en líneas y

cables son materiales dieléctricos en los que la constante dieléctrica y la tangente del ángulo de pérdidas se mantienen invariables desde las audiofrecuencias hasta las microondas.

El valor de la conductancia paralelo G , debida a las pérdidas dieléctricas en el material usado, resulta ser una función directa de la frecuencia

2.2.5. Carta de Smith

La carta de Smith consiste en la representación gráfica, en el plano del coeficiente de reflexión, de la resistencia y la reactancia normalizadas. Esta herramienta gráfica permite la obtención de diversos parámetros de las líneas de transmisión y la resolución de problemas de adaptación de impedancias, evitando las operaciones con números complejos que suelen implicar estos cálculos.

III. MARCO METODOLÓGICO

3.1. Enfoque

- Enfoque mixto: Cuantitativo y Cualitativo.

3.2. Diseño

- Cuantitativo: No experimental.
- Cualitativo: Estudios de Caso.

3.3. Nivel

- Descriptivo

3.4. Tipo

- Básica / Aplicada

3.5. Sujetos de la investigación

- Universo: Los sistemas de radiocomunicación.
- Población: Antenas y las líneas de transmisión.

3.6. Métodos y procedimientos

Los pasos que se siguieron en el desarrollo de la investigación, en cumplimiento de los objetivos específicos fueron los siguientes:

- Recolección de información de las diferentes técnicas de adaptación de impedancias entre las líneas de transmisión y los sistemas radiantes.
- Recolección de la información del uso de la herramienta gráfica conocida como la carta de Smith en la adaptación de impedancias de sistemas de banda ancha.

- Recolección de información del uso del software libre 4NEC2, en el proceso de optimización de los sistemas radiantes y adaptación de impedancias.
- Procesamiento de la información recolectada: Uso de Software 4NEC2, Excel
- Presentación de información: Cuadros, Gráficos de simulación.

3.7. Técnicas e Instrumentos

- Técnicas de recolección de datos: De gabinete. Todo el estudio se realizó en gabinete usando la información proporcionada por otras investigaciones, libros, artículos científicos.
- Instrumentos de recolección de datos: Revisión de información proporcionada en la web, en páginas como www.amanogawa.com, entre otros.
- De análisis: Usando Software de simulación 4NEC2.
- Confiabilidad y validez de los instrumentos: La información es proporcionada por fuentes confiables y científicas y por tanto no se requiere validación de algún especialista externo.

3.8. Aspectos éticos

Para el desarrollo de la Tesis se siguieron los principios éticos de acuerdo con el marco legal vigente de la Universidad Nacional de Piura y los entes administrativos nacionales correspondientes.

IV. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

4.1. Estudio del arte de las técnicas de adaptación de impedancias en líneas de transmisión para sistemas de radiocomunicación usando la Carta de Smith

Un problema típico de la ingeniería involucra la transmisión de una señal desde un generador a una carga. Una línea de la transmisión es la parte del circuito que proporciona la conexión directa entre el generador y carga.

Pueden realizarse líneas de transmisión de varias maneras. Ejemplos comunes son la línea de alambres paralelos y el cable coaxial. Por simplicidad, normalmente usamos en la mayoría de los diagramas la línea de alambres paralelos para representar conexiones del circuito, pero la teoría se aplica a todos los tipos de líneas de transmisión.

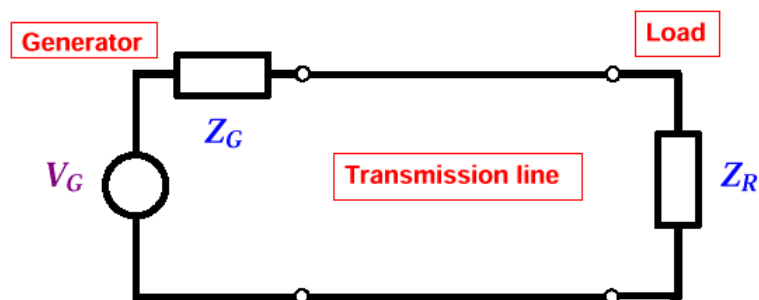


Figura N°17: Modelo circuital de una Línea de Transmisión

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

Para frecuencias suficientemente altas la longitud de onda es comparable con la longitud de los conductores en una línea de la transmisión. La señal se propaga como una onda de tensión y corriente a lo largo de la línea, porque no puede cambiar instantáneamente en todos los puntos.

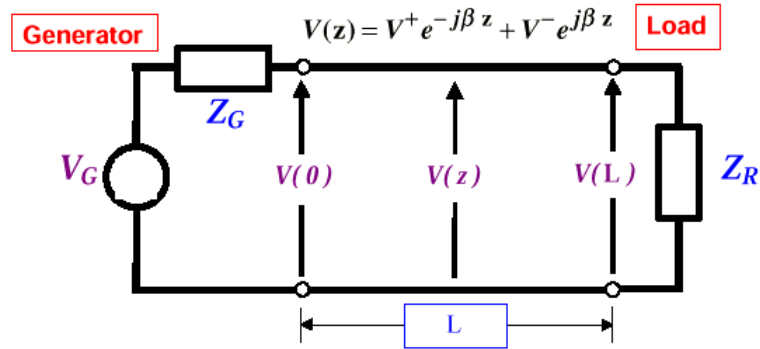


Figura N°18: Ecuaciones de onda en una Línea de Transmisión

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

Por consiguiente, no podemos ignorar las propiedades de impedancia de los alambres (circuitos de impedancia distribuida).

El problema más simple de circuito que podemos estudiar consiste en un generador de tensión conectado a una carga a través de una línea uniforme de transmisión. En general, la impedancia vista por el generador no es igual que la impedancia de carga, debido a la presencia de la línea de la transmisión, salvo algún caso particular.

Nuestro objetivo es determinar la impedancia equivalente vista por el generador, es decir, la impedancia a la entrada de la línea terminada por la carga. Una vez hecho esto la teoría de circuitos conocida, puede usarse.

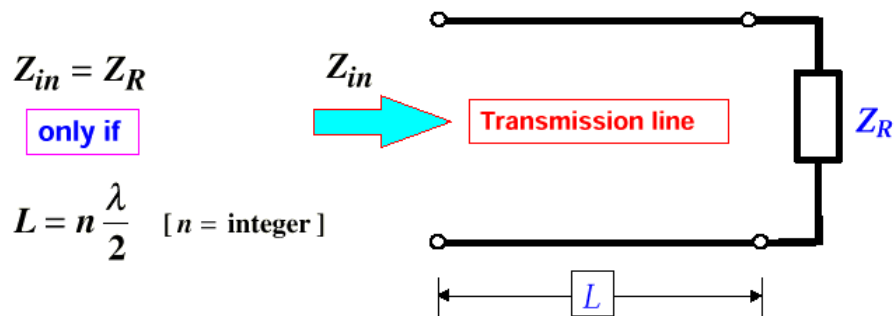


Figura N°19: Impedancia de entrada en una Línea de Transmisión

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

Una línea de la transmisión uniforme es un “circuito distribuido” que podemos describir como una cascada de células idénticas con longitud infinitesimal. Los conductores usados para realizar la línea poseen una cierta inductancia y resistencia en serie. Además, existe un capacitor en paralelo, entre los conductores, e incluso una conductancia en paralelo si el medio que aísla los alambres no es perfecto. Así, podemos representar a la línea de transmisión uniforme con el circuito distribuido a continuación:

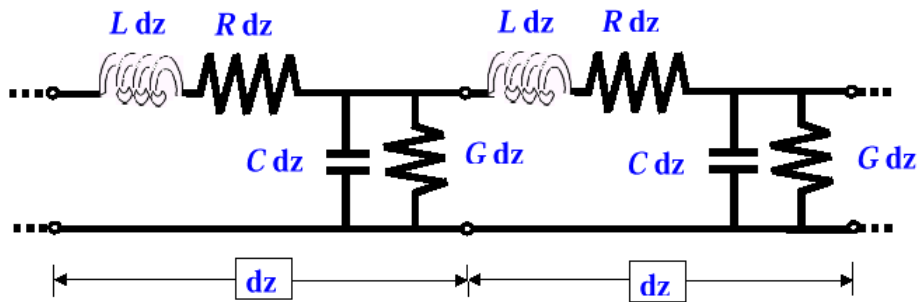


Figura N°20: Modelo infinitesimal de una Línea de Transmisión

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

Trabajando matemáticamente, podemos estudiar el comportamiento de una sola célula (simplificada, compuesta solamente por L y C) y obtener las ecuaciones que describen el comportamiento de la tensión y la corriente en la línea:

$$\frac{dV}{dz} = -j\omega LI, \text{ suponiendo que } R=G=0, \text{ L.T sin pérdidas.}$$

$$\frac{dI}{dz} = -j\omega CV$$

Que son las llamadas “ecuaciones de telegrafista”.

Derivando nuevamente respecto de z y trabajando matemáticamente podemos encontrar las siguientes ecuaciones independientes (ecuaciones del telefonista):

$$\frac{d^2 V}{dz^2} = -j\omega L \frac{dI}{dz} = j\omega L j\omega CV = -\omega^2 LCV$$

$$\frac{d^2 I}{dz^2} = -j\omega C \frac{dV}{dz} = j\omega C j\omega LI = -\omega^2 LCI$$

La solución general para la tensión es:

$V(z) = V^+ e^{-j\beta z} + V^- e^{j\beta z}$, $\gamma = \alpha + j\beta$, α constante de atenuación donde la constante de propagación de fase de la onda es: $\beta = \omega \sqrt{LC}$

Como ya sabemos:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi}{v_p} f = \frac{\omega}{v_p} = \frac{\omega \sqrt{\mu_r \epsilon_r}}{c} = \omega \sqrt{\mu_r \epsilon_r} \sqrt{\mu_o \epsilon_o} = \omega \sqrt{\mu \epsilon}$$

Donde, λ es la longitud de onda en el medio dieléctrico que rodea los conductores de la línea y:

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu \epsilon}}$$

Es la velocidad de fase de una onda que viaja en ese medio.

La distribución de la corriente puede obtenerse diferenciando la tensión, como sigue:

$$\frac{dV}{dz} = -j\omega LI = -j\beta V^+ e^{-j\beta z} + j\beta V^- e^{j\beta z}$$

$$\therefore I(z) = \sqrt{\frac{C}{L}} (V^+ e^{-j\beta z} - V^- e^{j\beta z}) = \frac{1}{Z_o} (V^+ e^{-j\beta z} - V^- e^{j\beta z}) \quad \text{donde } Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Es la denominada “impedancia característica” de la línea de transmisión.

Si ahora trabajamos con el modelo completo de celda de la línea de transmisión (incluyendo la resistencia y la admitancia) llegamos, a partir de un trabajo matemático similar, a las ecuaciones:

$$\frac{dV}{dz} = -(R + j\omega L) I$$

$$\frac{dI}{dz} = -(G + j\omega C) V$$

Análogamente, podemos encontrar que:

$$\frac{d^2 V}{dz^2} = -(R + j\omega L) \frac{dI}{dz} = (R + j\omega L)(G + j\omega C) V$$

$$\frac{d^2 I}{dz^2} = -(G + j\omega C) \frac{dV}{dz} = (G + j\omega C)(R + j\omega L) I$$

La solución general para la tensión será ahora:

$$V(z) = V^+ e^{-\gamma z} + V^- e^{\gamma z} = V^+ e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} + V^- e^{\alpha z} e^{j\beta z}$$

Donde la constante de propagación de la onda es, ahora;

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta$$

La parte real α de la constante de propagación γ , describe la atenuación de la señal debido a las pérdidas resistivas. Notemos que los términos exponenciales que incluyen α son “reales”, por consiguiente, sólo afectan a “la magnitud” del fasor de voltaje. La parte imaginaria β describe las propiedades de la propagación de las ondas como en las líneas sin pérdidas. Los términos exponenciales que incluyen β tienen magnitud unitaria y tienen argumento puramente “imaginario”, por consiguiente, sólo afectan “la fase” de las ondas en el espacio.

La distribución de la corriente se obtiene al igual que antes mediante una derivación, y por tanto:

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dz} &= -(R + j\omega L)I = -\gamma V^+ e^{-\gamma z} + \gamma V^- e^{\gamma z} \\ \therefore I(z) &= \sqrt{\frac{(G + j\omega C)}{(R + j\omega L)}} (V^+ e^{-\gamma z} - V^- e^{\gamma z}) = \frac{1}{Z_o} (V^+ e^{-\gamma z} - V^- e^{\gamma z}) \end{aligned}$$

Donde la “impedancia característica” es, ahora:

$$Z_o = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}} \Leftarrow \text{Notemos que la } Z_o \text{ es ahora compleja !!!}$$

También es importante destacar que la impedancia característica de la línea para los dos casos considerados no depende de la longitud de la línea.

Por consiguiente, debe tenerse cuidado de no interpretar la impedancia característica como impedancia serie que puede reemplazar a la línea de transmisión en un circuito equivalente.

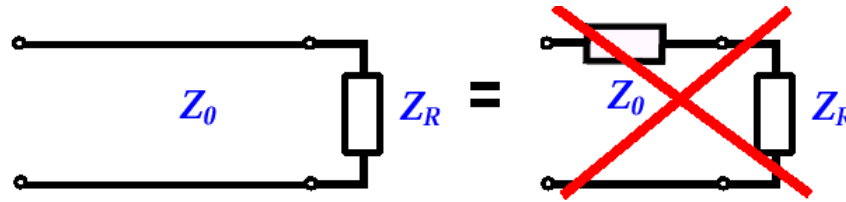


Figura N°21: Interpretación de la impedancia característica de una Línea de Transmisión

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

A partir de las ecuaciones obtenidas anteriormente es evidente que para determinar por completo $I(z)$ y $V(z)$ nos hace falta conocer los valores V^+ y V^- , que representan los valores de las amplitudes, en estado estacionario, de las ondas de tensión. Por consiguiente, necesitamos dos condiciones de contorno para determinar éstas incógnitas, que se obtienen considerando el efecto de la carga y del generador conectado a la línea de la transmisión. Adoptemos, ahora, una nueva coordenada $d = -z$, con referencia cero en la carga.

Las nuevas ecuaciones para el voltaje y la corriente a lo largo de la línea de transmisión son:

$$V(d) = V^+ e^{\gamma d} + V^- e^{-\gamma d}$$

$$I(d) = \frac{1}{Z_o} (V^+ e^{\gamma d} - V^- e^{-\gamma d})$$

En la carga ($d=0$) tenemos:

$$V(0) = V^+ + V^-$$

$$I(0) = \frac{1}{Z_o} (V^+ - V^-)$$

Para una dada impedancia de carga Z_R la condición de contorno nos dice que:

$$V(0) = Z_R I(0)$$

Así tenemos:

$$V^+ + V^- = \frac{Z_R}{Z_o} (V^+ - V^-)$$

De donde obtenemos que el coeficiente de reflexión de voltaje en la carga es:

$$\Gamma_R = \frac{V^-}{V^+} = \frac{Z_R - Z_o}{Z_R + Z_o}$$

Podemos introducir este resultado en las ecuaciones de la línea de transmisión y obtener:

$$V(d) = V^+ e^{\gamma d} (1 + \Gamma_R e^{-2\gamma d})$$

$$I(d) = \frac{V^+ e^{\gamma d}}{Z_o} (1 - \Gamma_R e^{-2\gamma d})$$

En cada punto definimos el “coeficiente generalizado de reflexión”, como:

$$\Gamma(d) = \Gamma_R e^{-2\gamma d}$$

Entonces las ecuaciones de línea son, ahora:

$$V(d) = V^+ e^{\gamma d} (1 + \Gamma(d))$$

$$I(d) = \frac{V^+ e^{\gamma d}}{Z_o} (1 - \Gamma(d))$$

Podemos definir, también, la impedancia de línea como:

$$Z(d) = \frac{V(d)}{I(d)} = Z_o \frac{1 + \Gamma(d)}{1 - \Gamma(d)}$$

Ilustrativamente:

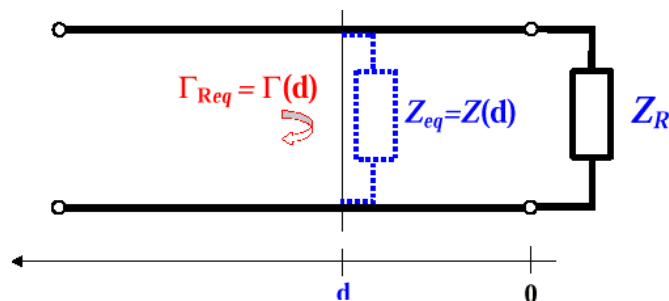


Figura N°22: Impedancia a una distancia en una Línea de Transmisión

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

Si imaginamos que se corta la línea en d, la impedancia a la entrada de la porción de línea terminada por la carga es igual a la impedancia de línea ubicada “antes del corte”. El comportamiento de la línea a la izquierda de d es el mismo que si se tuviera una impedancia equivalente de valor $Z(d)$. El coeficiente de reflexión de la nueva carga es igual a $\Gamma(d)$.

$$\Gamma_{Req} = \Gamma(d) = \frac{Z_{Req} - Z_o}{Z_{Req} + Z_o}$$

Si la longitud total de la línea es L, la impedancia de entrada de la línea se obtiene de la fórmula anterior de la impedancia.

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{V(L)}{I(L)} = Z_o \frac{1 + \Gamma(L)}{1 - \Gamma(L)}$$

Para el caso de tener una línea con pérdidas donde se cumple:

$$\begin{cases} \omega L \gg R \\ \omega C \gg G \end{cases}$$

Luego

$$\begin{aligned} \gamma &= \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \\ &= \sqrt{j\omega L j\omega C \left(1 + \frac{R}{j\omega L}\right) \left(1 + \frac{G}{j\omega C}\right)} \\ &= j\omega \sqrt{LC} \sqrt{1 + \frac{R}{j\omega L} + \frac{G}{j\omega C} - \frac{RG}{\omega^2 LC}} \end{aligned}$$

Aproximando esta última expresión tenemos

$$\begin{aligned} \gamma &\approx j\omega \sqrt{LC} \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{R}{j\omega L} + \frac{G}{j\omega C} \right) \right] \\ &= \underbrace{\frac{1}{2} \left(R \sqrt{\frac{C}{L}} + G \sqrt{\frac{L}{C}} \right)}_{\alpha} + \underbrace{j\omega \sqrt{LC}}_{\beta} \end{aligned}$$

La impedancia característica es aproximadamente igual con las condiciones antes citadas, a la de la línea sin pérdidas:

$$Z_o = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}} \approx \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Y la velocidad de fase es:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Las ecuaciones para la línea de transmisión sin pérdidas son, ahora:

$$V(d) = V^+ e^{j\beta d} (1 + \Gamma_R e^{-2j\beta d})$$

$$I(d) = \frac{V^+ e^{j\beta d}}{Z_o} (1 - \Gamma_R e^{-2j\beta d})$$

Tenemos de nuevo el mismo coeficiente de reflexión en la carga:

$$\Gamma_R = \frac{V^-}{V^+} = \frac{Z_R - Z_o}{Z_R + Z_o}$$

Pero el “coeficiente generalizado de reflexión” es:

$$\Gamma(d) = \Gamma_R e^{-2j\beta d}$$

Ahora bien, incluyendo el coeficiente generalizado de reflexión apropiado, tenemos las expresiones de las impedancias de línea:

a) Línea con pérdidas:

$$Z(d) = Z_o \frac{1 + \Gamma_R e^{-2\gamma d}}{1 - \Gamma_R e^{-2\gamma d}} = Z_o \frac{Z_R + Z_o \tanh(\gamma d)}{Z_R \tanh(\gamma d) + Z_o}$$

b) Línea sin pérdidas:

$$Z(d) = Z_o \frac{1 + \Gamma_R e^{-j2\beta d}}{1 - \Gamma_R e^{-j2\beta d}} = Z_o \frac{Z_R + jZ_o \tan(\beta d)}{jZ_R \tan(\beta d) + Z_o}$$

Consideremos ahora el flujo de potencia en una línea de transmisión, limitando a analizar la potencia promedio temporal, para la que consideramos la potencia activa disipada por los elementos resistivos en el circuito.

La potencia promedio temporal, en cualquier punto de la línea de transmisión es:

$$\langle P(d, t) \rangle = \frac{1}{2} \text{Re}\{V(d)I^*(d)\}$$

Esta cantidad indica la potencia promedio temporal que fluye a través de la sección de la línea en d. En otras palabras, es la potencia que, para una cierta entrada, puede alcanzar d y fluir hacia la porción restante de la línea más allá de este punto. Es un error común pensar que esta cantidad es la potencia disipado en d.

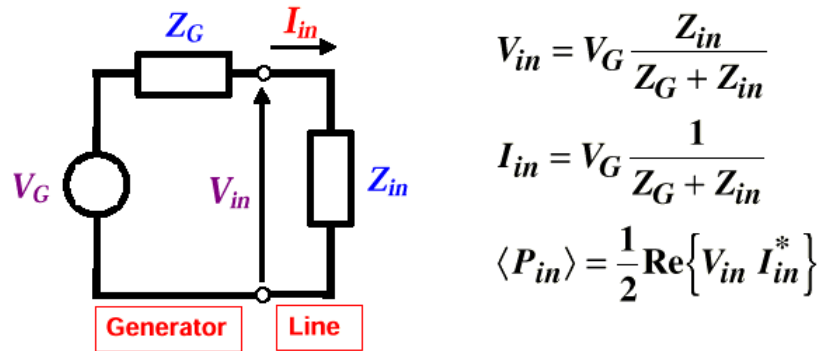


Figura N°23: Impedancia de entrada en una Línea de Transmisión

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

El generador, la impedancia de la entrada, el voltaje de la entrada y la corriente de entrada determinan la potencia inyectada a la entrada de línea de transmisión.

La potencia temporal promedio que llega a la carga de la línea de transmisión está dada por:

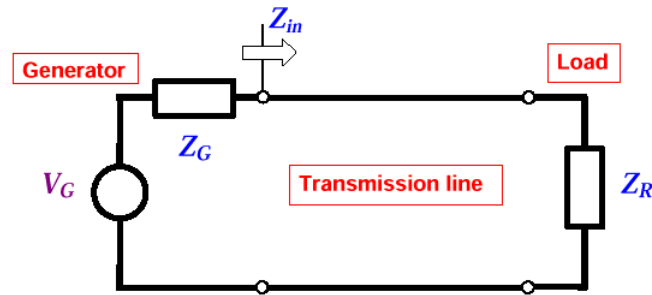
$$\langle P(d=0, t) \rangle = \frac{1}{2} \text{Re} \{ V(0) I^*(0) \} = \frac{1}{2} \text{Re} \left\{ V^+ (1 + \Gamma_R) \frac{1}{Z_o^*} (V^+ (1 - \Gamma_R))^* \right\}$$

Esto representa la potencia disipada por la carga.

La potencia promedio absorbida por la línea simplemente es la diferencia entre la potencia a la entrada y la potencia absorbida por la carga.

$$\langle P_{línea} \rangle = \langle P_{in} \rangle - \langle P(d=0, t) \rangle$$

Recordemos que la impedancia interna del generador disipa parte de la potencia total generada.



$$Z_G = Z_{in}^* \text{ for maximum power transfer}$$

Figura N°24: Máxima transferencia de potencia en una Línea de Transmisión

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

La potencia promedio inyectada a la entrada de la línea de transmisión se maximiza cuando la impedancia de entrada de la línea de transmisión y la impedancia interna del generador son complejas conjugadas.

En una línea de transmisión sin pérdidas la misma no absorbe potencia, entonces la potencia promedio a la entrada es idéntica que la potencia promedio sobre la carga. La impedancia característica de la línea sin pérdida es real y el flujo de potencia se puede expresar como:

$$\begin{aligned} \langle P(d,t) \rangle &= \frac{1}{2} \text{Re} \{ V(d) I^*(d) \} = \frac{1}{2} \text{Re} \left\{ V^+ e^{j\beta d} (1 + \Gamma_R e^{-2j\beta d}) \frac{1}{Z_o} (V^+)^* e^{-j\beta d} (1 - \Gamma_R e^{-2j\beta d})^* \right\} \\ &= \underbrace{\frac{1}{2Z_o} |V^+|^2}_{\text{Onda Incidente}} - \underbrace{\frac{1}{2Z_o} |V^+|^2 |\Gamma_R|^2}_{\text{Onda Reflejada}} \end{aligned}$$

Para el caso de la línea con pérdida, la impedancia característica de la línea es también real, y el flujo de potencia se puede expresar como:

$$\begin{aligned}
\langle P(d,t) \rangle &= \frac{1}{2} \text{Re} \{ V(d) I^*(d) \} = \frac{1}{2} \text{Re} \left\{ V^+ e^{\alpha d} e^{j\beta d} (1 + \Gamma_R e^{-2\beta d}) \frac{1}{Z_o} (V^+)^* e^{\alpha d} e^{-j\beta d} (1 - \Gamma_R e^{-2j\beta d})^* \right\} \\
&= \underbrace{\frac{1}{2Z_o} |V^+|^2 e^{\alpha d}}_{\text{Onda Incidente}} - \underbrace{\frac{1}{2Z_o} |V^+|^2 e^{-\alpha d} |\Gamma_R|^2}_{\text{Onda Reflejada}}
\end{aligned}$$

$$V^+ e^{\alpha L} \quad \Leftrightarrow \quad V^+ e^{\alpha d} \quad \Leftrightarrow \quad V^+$$

Entrada Interior de la línea Carga

Notemos que en una línea transmisión con pocas pérdidas la referencia para la amplitud de la onda de tensión incidente está en la carga y que la amplitud crece exponencialmente hacia la entrada. La amplitud de la onda incidente se comporta de la siguiente manera:

La onda de tensión reflejada tiene máxima amplitud en la carga, y decrece exponencialmente hacia el generador. La amplitud de la onda reflejada se comporta de la siguiente manera:

$$V^+ \Gamma_R e^{-\alpha L} \quad \Leftrightarrow \quad V^+ \Gamma_R e^{-\alpha d} \quad \Leftrightarrow \quad V^+ \Gamma_R$$

Entrada Interior de la línea Carga

Para una línea general de impedancia característica compleja la potencia promedio es:

$$\begin{aligned}
\langle P(d,t) \rangle &= \frac{1}{2} \text{Re} \{ V(d) I^*(d) \} = \frac{1}{2} \text{Re} \left\{ V^+ e^{\alpha d} e^{j\beta d} (1 + \Gamma_R e^{-2\beta d}) (Y_o)^* (V^+)^* e^{\alpha d} e^{-j\beta d} (1 - \Gamma_R e^{-2j\beta d})^* \right\} \\
&= \frac{G_o}{2} |V^+|^2 e^{\alpha d} - \frac{G_o}{2} |V^+|^2 e^{-\alpha d} |\Gamma_R|^2 + B_o |V^+|^2 e^{2\alpha d} \text{Im} \{ \Gamma(d) \}
\end{aligned}$$

Para especificar completamente el problema de la línea de transmisión, tenemos todavía que determinar el valor de V^+ de la condición de contorno a la entrada:

- La condición de contorno de la carga impone la forma del modelo de interferencia de tensión y corriente a lo largo de la línea.
- La condición de contorno a la entrada, unida al generador, impone el escalamiento de los modelos de la interferencia.

Entonces, tenemos:

$$V_{in} = V(L) = V_G \frac{Z_{in}}{Z_G + Z_{in}} \quad \text{Con} \quad Z_{in} = Z_o \frac{1 + \Gamma(L)}{1 - \Gamma(L)}$$

$$\text{o} \begin{cases} Z_{in} = Z_o \frac{Z_R + Z_o \tanh(\gamma L)}{Z_R \tanh(\gamma L) + Z_o} & \text{Línea con pérdida} \\ Z_{in} = Z_o \frac{Z_R + j Z_o \tan(\beta L)}{j Z_R \tan(\beta L) + Z_o} & \text{Línea sin pérdida} \end{cases}$$

Para la línea sin pérdida:

$$V(L) = V^+ e^{j\beta L} [1 + \Gamma(L)] = V^+ e^{j\beta L} (1 + \Gamma_R e^{-j2\beta L})$$

$$\Rightarrow V^+ = V_G \frac{Z_{in}}{Z_G + Z_{in}} \frac{1}{e^{j\beta L} (1 + \Gamma_R e^{-j2\beta L})}$$

Para la línea con pérdida:

$$V(L) = V^+ e^{\gamma L} [1 + \Gamma(L)] = V^+ e^{\gamma L} (1 + \Gamma_R e^{-2\gamma L})$$

$$\Rightarrow V^+ = V_G \frac{Z_{in}}{Z_G + Z_{in}} \frac{1}{e^{\gamma L} (1 + \Gamma_R e^{-2\gamma L})}$$

Para tener buen control del comportamiento de un circuito a alta frecuencia, es muy importante realizar líneas de transmisión tan uniformes como sea posible a lo largo de su longitud, para que la conducta de impedancia de la línea no varíe y pueda caracterizarse fácilmente.

Un cambio en las propiedades de la línea de transmisión, deseado o no deseado, implica un cambio en la impedancia característica que causa una reflexión.

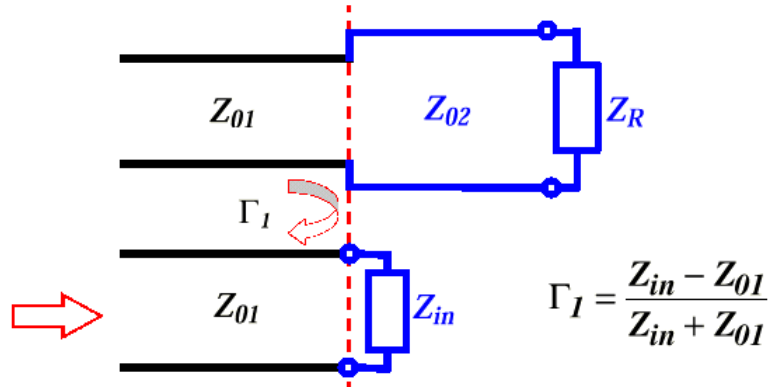


Figura N°25: Cambio en las propiedades en una Línea de Transmisión

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

Ejemplo:

Ahora, daremos una interpretación física de los resultados matemáticos que se obtuvieron para las líneas de transmisión. En primer lugar, notemos que hemos considerado un régimen de estado estacionario donde la propagación de la onda a lo largo de la línea de transmisión es absolutamente periódica. Esto implica que todos los fenómenos transitorios ya se han extinguido.

Para dar un significado de lo que el régimen de estado estacionario es, consideremos una línea de transmisión que se conecta al generador cerrando un switch en un instante de referencia $t = 0$. Por simplicidad asumimos que todas las impedancias, incluso la impedancia característica de la línea, son reales.

Después de que el interruptor está cerrado, el voltaje a la entrada de la línea de transmisión variará casi instantáneamente desde el voltaje (abierto) del generador V_G a un valor V^+ , con una corriente I^+ , empezando a fluir en la línea. Un transitorio tiene lugar en la línea de

transmisión, a medida que las cargas en los conductores se mueven, transportando la corriente hacia la carga. Hasta que el frente alcanza el extremo de la línea de transmisión, el voltaje de la carga sigue siendo cero.

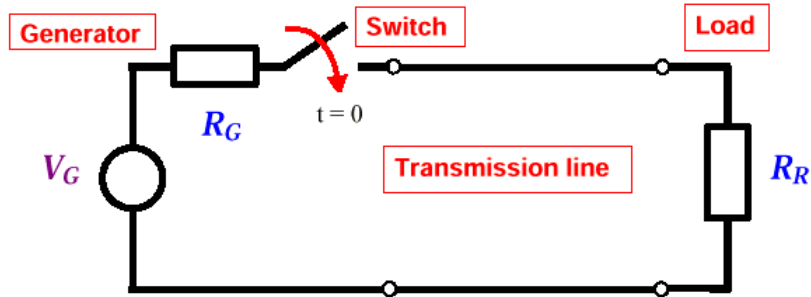


Figura N°26: Interpretación física en una Línea de Transmisión

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

Inicialmente, la impedancia a la entrada de la línea de transmisión parece ser igual que la impedancia característica de la línea, porque la corriente no pueda darse cuenta del valor de la impedancia de carga todavía. Por consiguiente, un voltaje V^+ se propaga con una I^+ , donde:

$$V^+ = I^+ Z_o = V_G \frac{Z_o}{R_G + Z_o}$$

$$I^+ = \frac{V^+}{Z_o} = \frac{V_o}{R_G + Z_o}$$

Si la carga no coincide exactamente con la impedancia característica de línea, la tensión V^+ y la corriente I^+ no pueden establecerse en la carga R_R , cuando la onda llega al final de la línea, dado que:

$$V^+ \neq I^+ R_R$$

Así, la tensión y la corriente se ajustan a la carga mediante la reflexión de una onda de tensión V^- y una corriente I^- , de manera tal que:

$$V^+ + V^- = (I^+ + I^-) R_R$$

Dado que el frente reflejado verá una impedancia característica Z_o , tenemos:

$$V^+ = Z_o I^+$$

$$V^- = -Z_o I^-$$

$$\Rightarrow V^- = V^+ \frac{R_R - Z_o}{R_R + Z_o}$$

La cantidad $\Gamma_R = \frac{V^-}{V^+} = \frac{R_R - Z_o}{R_R + Z_o}$ es el coeficiente de reflexión en la carga.

La onda reflejada por la carga se propaga en la dirección negativa e interfiere con los valores oscilantes de tensión y corriente que encuentra, a lo largo de la línea de transmisión, inyectados por el generador.

Cuando la onda reflejada alcanza la entrada de la línea de transmisión, que termina en la impedancia del generador R_G y si está no coincide con la impedancia característica de la línea, se refleja hacia atrás en la línea de nuevo y genera, ahora, una onda con tensión asociada:

$$V_2^+ = V^- \frac{R_G - Z_o}{R_G + Z_o}$$

El frente reflejado en el lado del generador alcanzará la carga de nuevo, y las ondas de amplitud decreciente se mantendrán rebotando atrás y adelante a lo largo de la línea hasta que el proceso asociado a esa onda inicial muera.

Cada frente de la onda subsecuente inyectado con el tiempo por el generador sufre un fenómeno idéntico de múltiples reflexiones. Si asumimos un generador sinusoidal, la tensión y la corriente inyectada en la línea se repiten periódicamente, según el periodo de la oscilación. Por consiguiente, las reflexiones sucesivas en los extremos de la línea obedecen los mismos coeficientes de reflexión, pero involucran diferentes valores de amplitud y fase en el tiempo.

Si el generador continúa proporcionando una oscilación estable a la línea, después de un tiempo dado la interferencia combinada de las ondas dirigidas hacia adelante y hacia atrás se estabilizan, y se pueden identificar dos ondas en estado estacionario bien definidas: incidente y reflejada, creadas a partir de la superposición de los infinitos componentes transitorios que viajan en la línea.

Notemos que la onda incidente viaja con una velocidad de fase igual a la velocidad de la luz en el medio que rodea a los alambres. También, notemos que la longitud de la línea afectará el modelo de la interferencia de la superposición de ondas, por lo que líneas de longitud diferente darán como resultado diferentes distribuciones de tensión y corriente a lo largo de la línea.

Cuando estudiamos las tensiones y corrientes de estado estacionario en una línea de transmisión, sólo necesitamos conocer el fasor que representaba las oscilaciones estables de estado estacionario en cada posición de la línea. Los fasores proporcionan una “foto instantánea” de cómo los valores de tensión y corriente se relacionan en el espacio, en un tiempo de referencia, en términos de amplitud y fase. La oscilación de tiempo real puede ser fácilmente recuperada, porque en estado estacionario sabemos que la tensión y la corriente son perfectamente periódicas en cada punto de la línea, según el periodo del generador.

Si el generador proporciona más de una frecuencia de oscilación, en estado estacionario la conducta de cada frecuencia en el espectro puede ser estudiada independientemente y el resultado total se obtiene por superposición.

MODELOS DE ONDA ESTACIONARIA

En aplicaciones prácticas es muy conveniente la magnitud de los fasores de tensión y corriente en la línea de transmisión. Estos son los patrones de onda estacionaria:

$$\text{Línea sin pérdida} \quad \begin{cases} |V(d)| = |V^+| \cdot |1 + \Gamma(d)| \\ |I(d)| = \left| \frac{V^+}{Z_o} \right| \cdot |1 - \Gamma(d)| \end{cases}$$

Los modelos de onda estacionaria proporcionan las envolventes que limitan las oscilaciones temporales de tensión y corriente a lo largo de la línea. En otras palabras, los modelos de onda estacionaria proporcionan los valores máximos que la tensión y la corriente pueden establecer en todo punto de la línea de transmisión para la carga y el generador dados.

El modelo de onda estacionaria da una representación clara de la onda de interferencia en una línea de transmisión. Los modelos presentan una sucesión de máximos y mínimos que se repiten en el espacio con un periodo de longitud $\lambda/2$, debido a la interferencia constructiva o destructiva entre ondas incidente y reflejada. Los modelos para una línea sin pérdida son periódicos en el espacio y se repiten exactamente con un periodo $\lambda/2$. Nos limitamos ahora al estudio del caso de las líneas de transmisión sin pérdidas, donde el coeficiente generalizado de reflexión es:

$$\Gamma(d) = \Gamma_R e^{-2\beta d} = |\Gamma_R| e^{j\phi} e^{-2\beta d} \Leftrightarrow |\Gamma(d)| = |\Gamma_R|$$

Cuando d aumenta moviéndose de la carga al generador, el coeficiente generalizado de reflexión en el plano complejo se mueve en el sentido de las agujas del reloj en un círculo de radio $|\Gamma_R|$ y el ángulo que lo identifica es $\phi - 2\beta d$.

El modelo de tensión de la onda estacionaria tiene un máximo en los puntos donde el coeficiente generalizado de reflexión es real y positivo:

$$\begin{aligned} \Gamma(d) &= |\Gamma_R| \\ e^{j\phi} e^{-2\beta d} &= 1 \Rightarrow |\phi - 2\beta d| = 2n\pi \end{aligned}$$

En estos puntos tenemos:

$$\begin{aligned} |1 + \Gamma(d)| &= 1 + |\Gamma_R| \\ \Rightarrow V_{\text{máx}} &= |V(d_{\text{máx}})| = |V^+| (1 + |\Gamma_R|) \end{aligned}$$

El ángulo de fase $\phi - 2\beta d$ cambia una cantidad 2π , cuando nos movemos de un máximo al siguiente. Esto corresponde a una distancia entre máximos sucesivos de $\lambda/2$.

El modelo de tensión de la onda estacionaria tiene un mínimo en los puntos donde el coeficiente generalizado de reflexión es real y negativo:

$$\begin{aligned} \Gamma(d) &= -|\Gamma_R| \\ e^{j\phi} e^{-2\beta d} &= -1 \Rightarrow |\phi - 2\beta d| = (2n+1)\pi \end{aligned}$$

En estos puntos tenemos: $|1 + \Gamma(d)| = 1 - |\Gamma_R|$

$$\Rightarrow V_{\min} = |V(d_{\min})| = |V^+| (1 - |\Gamma_R|)$$

También cuando nos movemos de un mínimo al siguiente el ángulo de fase $\phi - 2\beta d$ cambia una cantidad 2π . Esto corresponde, nuevamente, a una distancia entre mínimos sucesivos de $\lambda/2$.

El modelo de tensión de onda estacionaria proporciona información inmediata en el circuito de la línea de transmisión:

- Si la carga se empareja a la línea de la transmisión ($Z_R = Z_0$) el modelo de tensión de onda estacionaria es una recta, con valor $|V^+|$.
- Si la carga es real y $Z_R > Z_0$, el modelo de tensión de onda estacionaria empieza con un máximo en la carga.
- Si la carga es real y $Z_R < Z_0$, el modelo de tensión de onda estacionaria empieza con un mínimo en la carga.
- Si la carga es compleja y $\text{Im}(Z_R) > 0$ (reactancia inductiva), el modelo de tensión de onda estacionaria inicialmente aumenta cuando nos movemos de la carga al generador y alcanza un máximo.
- Si la carga es compleja y $\text{Im}(Z_R) < 0$ (reactancia capacitiva), el modelo de tensión de onda estacionaria inicialmente disminuye cuando nos movemos de la carga al generador y alcanza un mínimo.

Dado que en todos los casos posibles

$$|\Gamma(d)| \leq 1 \Rightarrow |V(d)| = |V^+| \cdot |1 + \Gamma(d)| \leq 2 |V^+| \text{ siempre}$$

Si la carga es un cortocircuito, un circuito abierto o una reactancia pura, hay reflexión total con:

$$|\Gamma(d)| = 1$$

Dado que la carga no puede absorber potencia. El modelo de tensión de onda estacionaria en estos casos se caracteriza por:

$V_{\max} = 2 |V^+|$ y $V_{\min} = 0$. La cantidad $1 + \Gamma(d)$ es en general un número complejo que puede ser construido como un vector en el plano complejo. El número 1 es

representado como $1+j0$ en el plano complejo, y es justo un vector $(1,0)$ posicionado en el eje real. El coeficiente de la reflexión $\Gamma(d)$ es un número complejo tal ese $|\Gamma(d)| \leq 1$.

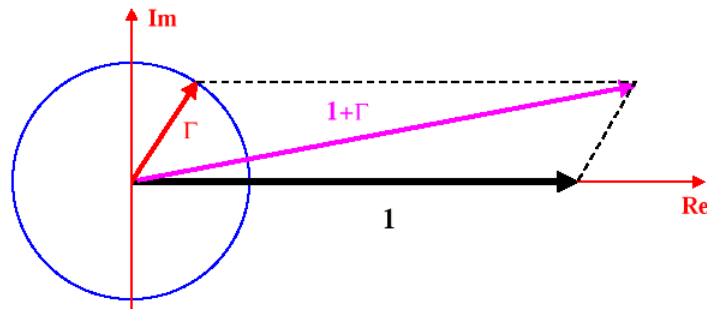


Figura N°27: Interpretación física del coeficiente de reflexión en una Línea de Transmisión

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

Podemos usar una construcción geométrica para visualizar el comportamiento del modelo de tensión de la onda estacionaria:

$$|V(d)| = |V^+| |(1+\Gamma(d))|$$

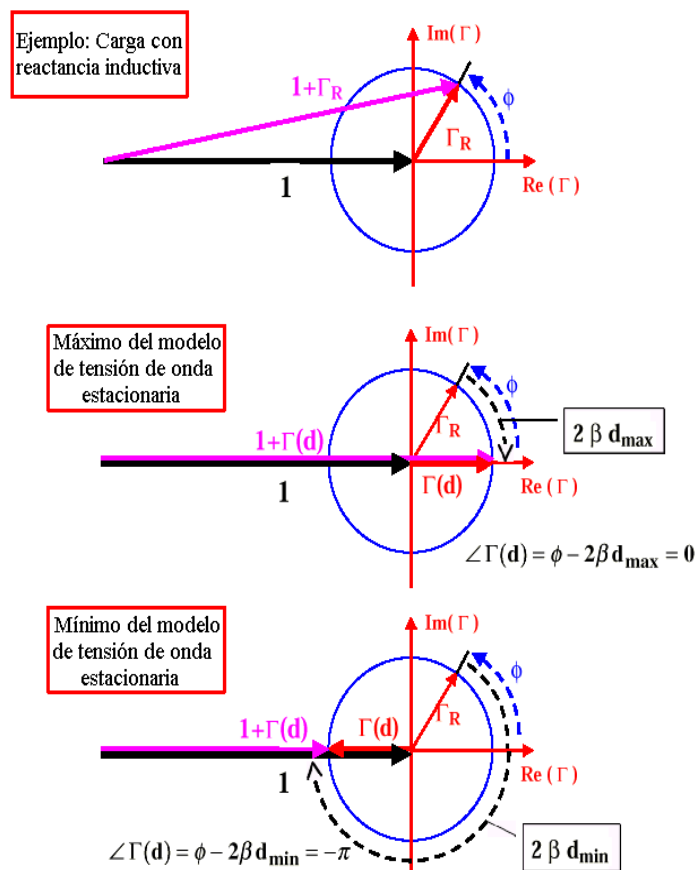


Figura N°28: Interpretación física de máximos y mínimos en una Línea de Transmisión

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

El coeficiente de tensión de onda estacionaria (VSWR) es un indicador de la adaptación de impedancia de la carga y se define como:

$$VSWR = \frac{V_{\text{máx}}}{V_{\text{mín}}} = \frac{1 + |\Gamma_R|}{1 - |\Gamma_R|}$$

Cuando existe adaptación de impedancias entre la carga y la línea de transmisión, tenemos:

$$\Gamma_R = 0 \Rightarrow VSWR = 1$$

Cuando la carga es un cortocircuito, un circuito abierto o una reactancia pura:

$$|\Gamma_R| = 1 \Rightarrow VSWR \rightarrow \infty$$

Además tenemos la siguiente relación:

$$|\Gamma_R| = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1}$$

➤ Máximos y mínimos del modelo de tensión de onda estacionaria

- Carga con reactancia inductiva:

$$\text{Im}(Z_R) > 0 \Rightarrow \text{Im}(\Gamma_R) = \text{Im}\left(\frac{Z_R - Z_o}{Z_R + Z_o}\right) > 0$$

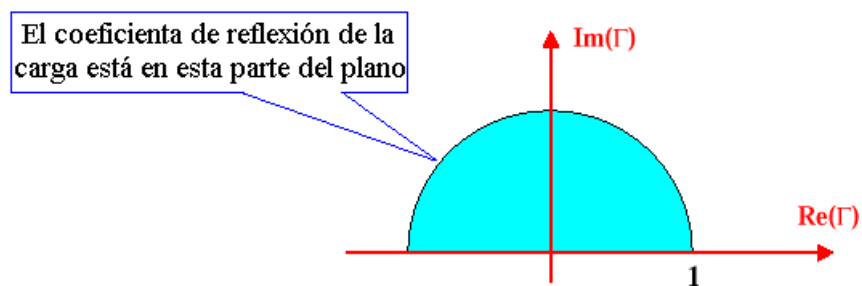


Figura N°29: Máximos y mínimos con reactancia inductiva

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

El primer máximo del modelo de tensión de onda estacionaria se encuentra cerca de la carga en la posición:

$$\angle \Gamma(d) = \phi - 2\beta d_{\text{máx}} = 0 \Rightarrow d_{\text{máx}} = \frac{\phi}{4\pi} \lambda$$

- Carga con reactancia capacitiva:

$$\text{Im}(Z_R) < 0 \Rightarrow \text{Im}(\Gamma_R) = \text{Im}\left(\frac{Z_R - Z_o}{Z_R + Z_o}\right) < 0$$

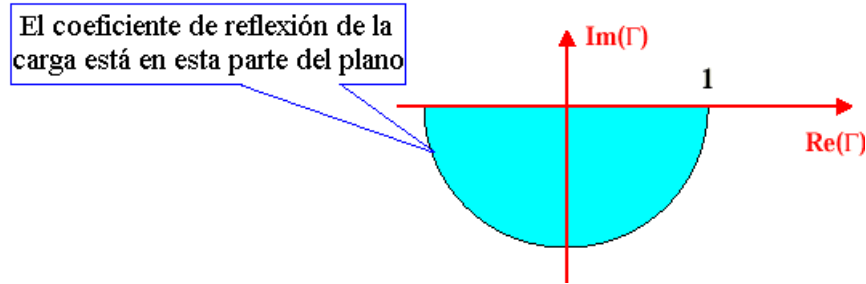


Figura N°30: Máximos y mínimos con reactancia capacitiva

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

El primer mínimo del modelo de tensión de onda estacionaria se encuentra cerca de la carga en la posición:

$$\angle \Gamma(d) = |\phi - 2\beta d_{\text{mín}}| = \pi \Rightarrow d_{\text{mín}} = \frac{|\pi - \phi|}{4\pi} \lambda$$

A partir de una medida del modelo de tensión de onda estacionaria podemos calcular las posiciones del primer máximo y del primer mínimo de tensión con respecto a la carga. El cociente de estas magnitudes de tensión en estos puntos nos permite encontrar el coeficiente de tensión de onda estacionaria (VSWR).

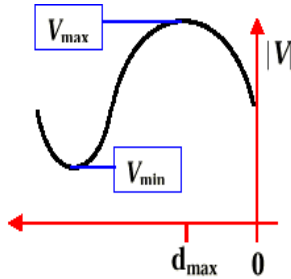
Esta información es suficiente para determinar la impedancia de carga Z_R , si la impedancia característica de la línea de transmisión Z_o es conocida.

Podemos sintetizar el método para hallarla en tres pasos:

- PASO 1: El VSWR proporciona la magnitud del coeficiente de reflexión en la carga.

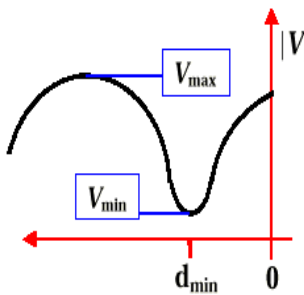
$$|\Gamma_R| = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1}$$

- PASO 2: La distancia al primer máximo o mínimo da la fase ϕ del coeficiente de reflexión en la carga.



Para una reactancia inductiva, el primer máximo se encuentra más cerca de la carga y

$$\phi = 2\beta d_{\text{máx}} = \frac{4\pi}{\lambda} d_{\text{máx}}$$



Para una reactancia capacitiva, el primer mínimo se encuentra más cerca de la carga y

$$\phi = -\pi + 2\beta d_{\text{mín}} = -\pi + \frac{4\pi}{\lambda} d_{\text{mín}}$$

Figura N°31: Distancia al primer máximo y mínimo en una línea de transmisión

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

- PASO 3: La impedancia de carga se obtiene invirtiendo la expresión para el coeficiente de reflexión.

$$\Gamma_R = |\Gamma_R| e^{j\phi} = \frac{Z_R - Z_o}{Z_R + Z_o} \Rightarrow Z_R = Z_o \frac{1 + |\Gamma_R| e^{j\phi}}{1 - |\Gamma_R| e^{j\phi}}$$

4.2. Estudio de la herramienta grafica conocida como la carta de Smith para resolver los problemas con la desadaptación de impedancias entre las líneas de transmisión y los sistemas radiantes.

La carta de Smith es una de las herramientas gráficas más útiles para aplicaciones de circuitos de alta frecuencia. La carta proporciona una manera diestra de visualizar funciones complejas.

Desde un punto de vista matemático, la carta de Smith es simplemente una representación de todas las posibles impedancias complejas con respecto a coordenadas definidas por el coeficiente de la reflexión.

El dominio de definición del coeficiente de reflexión es un círculo de radio 1, este también es el dominio de la carta de Smith.

La meta de la carta de Smith es identificar todas las posibles impedancias en el dominio de existencia del coeficiente de reflexión. Para hacer esto, empecemos con la definición general de impedancia de línea (qué es igualmente aplicable a la impedancia de carga).

$$Z(d) = \frac{V(d)}{I(d)} = Z_o \frac{1 + \Gamma(d)}{1 - \Gamma(d)}$$

De manera de obtener curvas universales, introducimos el concepto de impedancia normalizada:

$$z(d) = \frac{Z(d)}{Z_o} = \frac{1 + \Gamma(d)}{1 - \Gamma(d)} = \text{Re}(z) + j \text{Im}(z) = r + jx$$

Si expresamos también $\Gamma(d)$ en función de su parte imaginaria y real tenemos:

$$r + jx = \frac{1 + \text{Re}(\Gamma) + j \text{Im}(\Gamma)}{1 - \text{Re}(\Gamma) - j \text{Im}(\Gamma)} = \frac{1 - \text{Re}^2(\Gamma) - \text{Im}^2(\Gamma) + j 2 \text{Im}(\Gamma)}{(1 - \text{Re}(\Gamma))^2 + \text{Im}^2(\Gamma)}$$

La parte real es:

$$r = \frac{1 - \operatorname{Re}^2(\Gamma) - \operatorname{Im}^2(\Gamma)}{(1 - \operatorname{Re}(\Gamma))^2 + \operatorname{Im}^2(\Gamma)}$$

Sumo una cantidad igual a cero

$$r(\operatorname{Re}(\Gamma) - 1)^2 + (\operatorname{Re}^2(\Gamma) - 1) + r \operatorname{Im}^2(\Gamma) + \operatorname{Im}^2(\Gamma) + \underbrace{\frac{1}{1+r} - \frac{1}{1+r}}_{=0} = 0$$

$$\left[r(\operatorname{Re}(\Gamma) - 1)^2 + (\operatorname{Re}^2(\Gamma) - 1) + \frac{1}{1+r} \right] + (1+r) \operatorname{Im}^2(\Gamma) = \frac{1}{1+r}$$

$$(1+r) \left[\operatorname{Re}^2(\Gamma) - 2\operatorname{Re}(\Gamma) \frac{r}{1+r} + \frac{r^2}{(1+r)^2} \right] + (1+r) \operatorname{Im}^2(\Gamma) = \frac{1}{1+r}$$

$$\Rightarrow \left[\operatorname{Re}(\Gamma) - \frac{r}{1+r} \right]^2 + \operatorname{Im}^2(\Gamma) = \left(\frac{1}{1+r} \right)^2$$

Ecuación de un círculo

La parte imaginaria es:

$$x = \frac{2 \operatorname{Im}(\Gamma)}{(1 - \operatorname{Re}(\Gamma))^2 + \operatorname{Im}^2(\Gamma)}$$

Multiplico por x y sumo una cantidad igual a cero

$$x^2 \left[(1 - \operatorname{Re}(\Gamma))^2 + \operatorname{Im}^2(\Gamma) \right] - 2x \operatorname{Im}(\Gamma) + \underbrace{1 - 1}_{=0} = 0$$

$$\left[(1 - \operatorname{Re}(\Gamma))^2 + \operatorname{Im}^2(\Gamma) \right] - \frac{2}{x} \operatorname{Im}(\Gamma) + \frac{1}{x^2} = \frac{1}{x^2}$$

$$(1 - \operatorname{Re}(\Gamma))^2 + \left[\operatorname{Im}^2(\Gamma) - \frac{2}{x} \operatorname{Im}(\Gamma) + \frac{1}{x^2} \right] = \frac{1}{x^2}$$

$$\Rightarrow (\operatorname{Re}(\Gamma) - 1)^2 + \left[\operatorname{Im}(\Gamma) - \frac{1}{x} \right]^2 = \frac{1}{x^2}$$

Ecuación de un círculo

El resultado de la parte real indica que un plano complejo con coordenadas ($\operatorname{Re}(\Gamma)$, $\operatorname{Im}(\Gamma)$) todas las posibles impedancias con una resistencia normalizada r , se encuentran en un círculo:

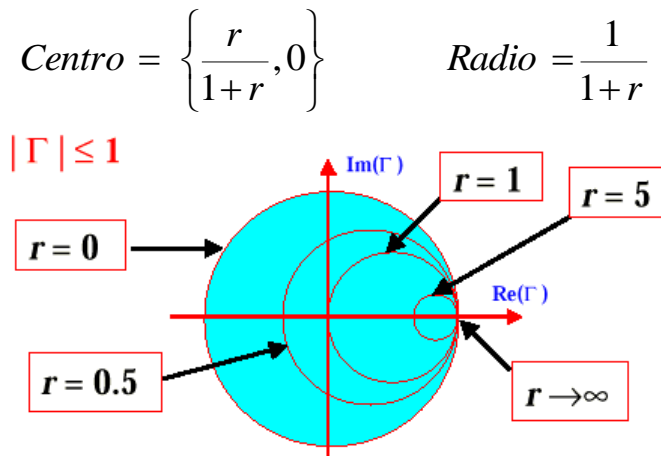


Figura N°32: Interpretación gráfica de la Carta de Smith parte 1

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

El resultado de la parte imaginaria indica que en un plano complejo con coordenadas (Re (Γ), Im (Γ)) todas las posibles impedancias con una reactancia normalizada x, se encuentran en un círculo:

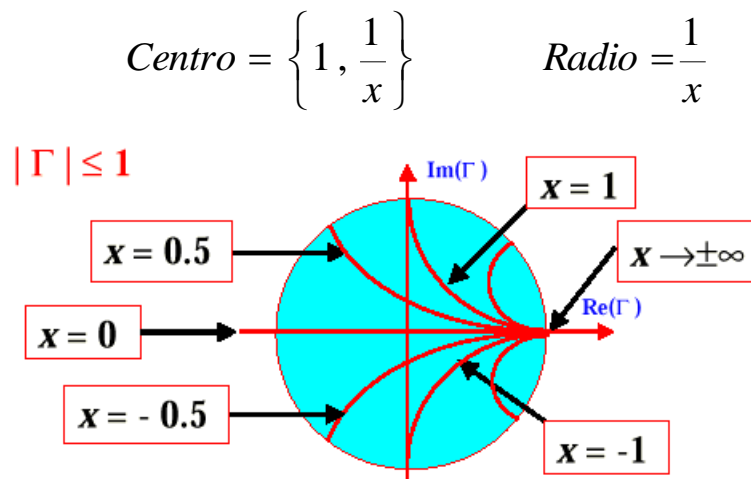


Figura N°33: Interpretación gráfica de la Carta de Smith parte 2

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

4.2.1 Técnicas Básicas de la Carta de Smith para Líneas de Transmisión Sin Pérdidas

1. Dado $Z(d) \Rightarrow$ Hallar $\Gamma(d)$

Normalizar la impedancia:

$$z(d) = \frac{Z(d)}{Z_o} = \frac{R}{Z_o} + j \frac{X}{Z_o} = r + j x$$

- Hallar el círculo de resistencia normalizada constante r .
- Hallar el arco de reactancia normalizada constante x .
- La intersección de las dos curvas indica el coeficiente de reflexión en el plano complejo, La Carta provee directamente la magnitud y el ángulo de fase de $\Gamma(d)$.

Ejemplo: Dado $Z(d) = 25 + j 100 \Omega$ y $Z_o = 50 \Omega \Rightarrow$ Hallar $\Gamma(d)$

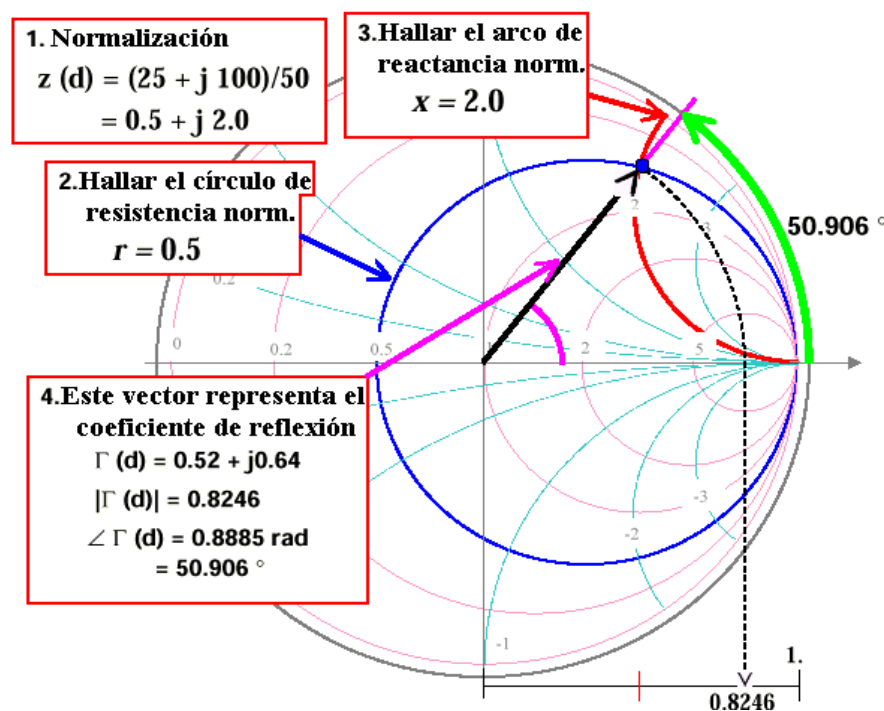


Figura N°34: Cálculo del coeficiente de reflexión con Carta de Smith

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

- Dado $\Gamma(d) \Rightarrow$ Hallar $Z(d)$
 - De terminar al punto complejo que representa al coeficiente de reflexión $\Gamma(d)$ en la Carta.
 - Leer los valores de la resistencia normalizada r y la reactancia normalizada x que corresponden a este punto.

c) La impedancia normalizada es:

$$z(d) = r + jx \Rightarrow Z(d) = Z_o z(d) = Z_o (r + jx) = Z_o r + j Z_o x$$

3. Dados Γ_R y $Z_R \Leftrightarrow$ Hallar $\Gamma(d)$ y $Z(d)$

- Identificar el coeficiente de reflexión de la carga Γ_R y la impedancia normalizada de carga Z_R en la Carta de Smith.
- Dibujar el círculo de amplitud constante del coeficiente de reflexión $|\Gamma(d)| = |\Gamma_R|$.
- Empezando en el punto que representa la carga, viajar por el círculo en dirección horaria, un ángulo:

$$\theta = 2\beta d = 2\frac{2\pi}{\lambda}d$$

- La nueva ubicación en la Carta corresponde a la ubicación d en la línea de transmisión. Aquí, el valor de $\Gamma(d)$ y $Z(d)$ pueden ser leídos al igual que antes.

Ejemplo: Dado $Z_R = 25 + j 100 \Omega$ y $Z_o = 50 \Omega \Leftrightarrow$ Hallar $\Gamma(d)$ y $Z(d)$ para $d=0,18\lambda$

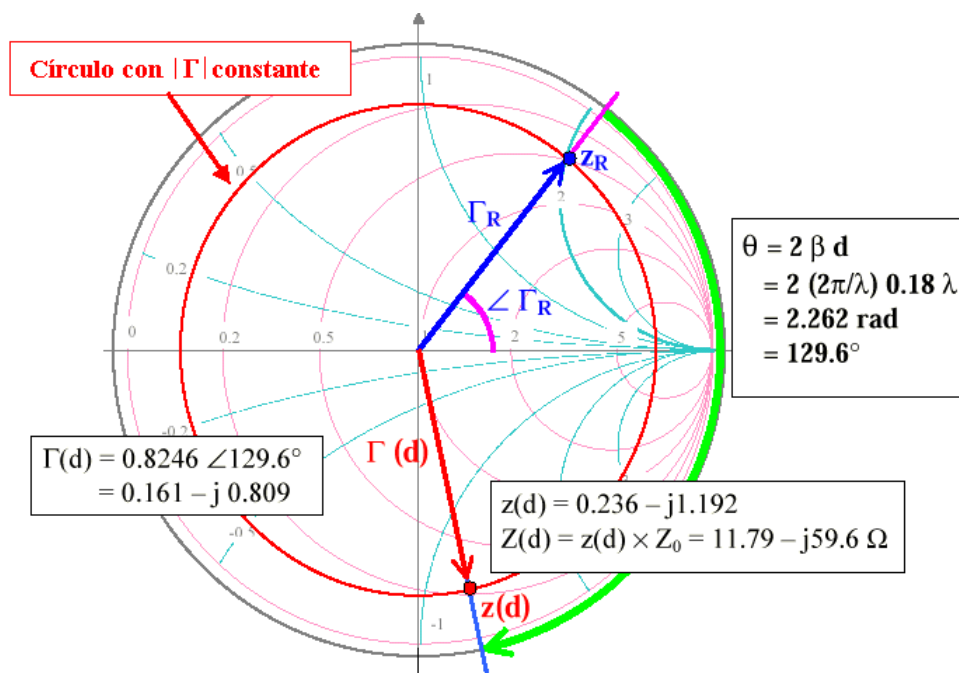


Figura N°35: Cálculo del Coeficiente de reflexión e impedancia en un punto de la línea de transmisión con Carta de Smith

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

4. Dado Γ_R y $Z_R \Rightarrow$ Hallar $d_{\text{máx}}$ y $d_{\text{mín}}$
 - a) Identificar en la Carta de Smith el coeficiente de reflexión de la carga Γ_R o la impedancia normalizada de carga Z_R .
 - b) Dibujar el círculo de amplitud constante del coeficiente de reflexión $|\Gamma(d)| = |\Gamma_R|$. El círculo intercepta al eje real del coeficiente de reflexión en dos puntos que identifican $d_{\text{máx}}$ (cuando $\Gamma(d) = \text{Real positivo}$) y $d_{\text{mín}}$ (cuando $\Gamma(d) = \text{Real negativo}$).
 - c) Una Carta de Smith comercial provee una graduación externa donde las distancias normalizadas en longitudes de onda pueden ser leídas directamente. Los ángulos, entre el vector Γ_R y el eje real, también nos permiten calcular $d_{\text{máx}}$ y $d_{\text{mín}}$.

Ejemplo: Dados $Z_R = 25 + j 100 \Omega$, $Z_R = 25 - j 100 \Omega$ ($Z_0 = 50 \Omega$) \Rightarrow Hallar $d_{\text{máx}}$ y $d_{\text{mín}}$.

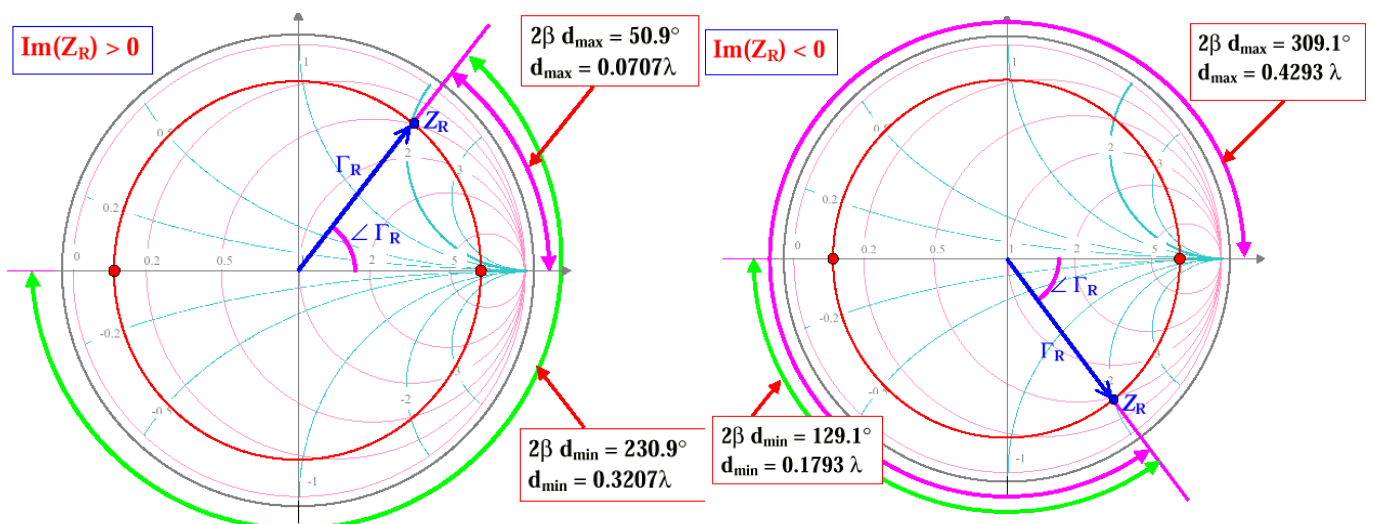


Figura N°36: Cálculo de distancias a un máximo o un mínimo en una línea de transmisión con Carta de Smith

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

5. Dado Γ_R y $Z_R \Rightarrow$ Hallar VSWR

La impedancia normalizada en la posición del máximo del VSWR está dada por:

$$z(d_{\text{máx}}) = \frac{1 + \Gamma(d_{\text{máx}})}{1 - \Gamma(d_{\text{máx}})} = \frac{1 + |\Gamma_R|}{1 - |\Gamma_R|} = \text{VSWR es siempre real } y \geq 1$$

- Identificar en la Carta de Smith el coeficiente de reflexión de la carga Γ_R y la impedancia normalizada de carga Z_R .
- Dibujar el círculo de amplitud constante del coeficiente de reflexión $|\Gamma(d)| = |\Gamma_R|$.
- Hallar la intersección de este círculo con el eje real del coeficiente de reflexión (correspondiente al punto de la línea de transmisión $d_{\text{máx}}$).
- Un círculo de resistencia normalizada también interceptará a este punto. Leer o interpolar el valor de la resistencia normalizada para determinar el VSWR.

6. Dada $Z(d) \Leftrightarrow$ Hallar $Y(d)$

$$z(d) = \frac{1 + \Gamma(d)}{1 - \Gamma(d)} \quad y \quad y(d) = \frac{1 - \Gamma(d)}{1 + \Gamma(d)}$$

$$\text{Dado que } \Gamma\left(d + \frac{\lambda}{4}\right) = -\Gamma(d) \Rightarrow z\left(d + \frac{\lambda}{4}\right) = \frac{1 + \Gamma\left(d + \frac{\lambda}{4}\right)}{1 - \Gamma\left(d + \frac{\lambda}{4}\right)} = \frac{1 - \Gamma(d)}{1 + \Gamma(d)} = y(d)$$

- Identificar en la Carta de Smith el coeficiente de reflexión de la carga Γ_R y la impedancia normalizada de carga Z_R .
- Dibujar el círculo de amplitud constante del coeficiente de reflexión $|\Gamma(d)| = |\Gamma_R|$.
- La admitancia normalizada se encuentra en un círculo de $|\Gamma|$ constante que es diametralmente opuesto a la impedancia normalizada.

Ejemplo: Dados $Z_R = 25 + j 100 \Omega$, $Z_R = 25 - j 100 \Omega$ ($Z_0 = 50\Omega$) \Rightarrow Hallar VSWR.

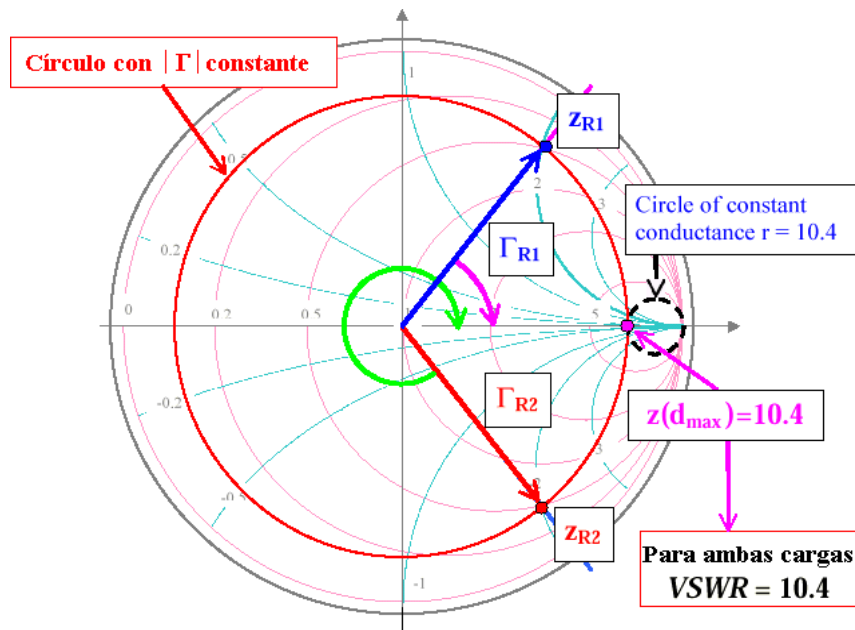


Figura N°37: Calculo de VSWR en una línea transmisión con Carta de Smith

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

Ejemplo: Dados $Z_R = 25 + j 100 \Omega$ ($Z_0 = 50\Omega$) $\Rightarrow Y_R$.

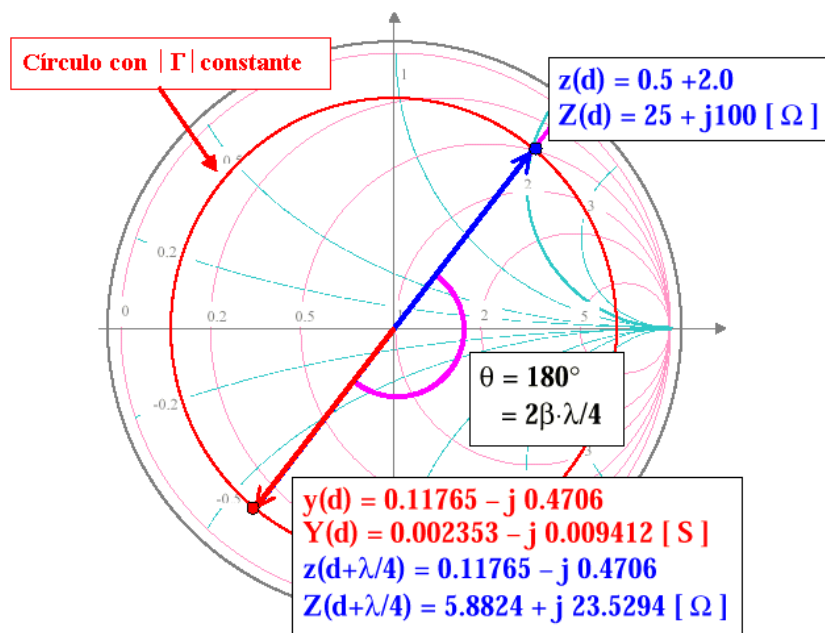


Figura N°38: Calculo de admitancia de la carga en una línea de transmisión

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

La Carta de Smith puede usarse para admitancias de líneas, mediante un corrimiento de la referencia (equivaliendo esto a un giro de 180° de la Carta de impedancias).

4.2.2 Adaptación de Impedancias

Pueden usarse varias técnicas para eliminar reflexiones cuando la impedancia característica de línea y la impedancia de carga no coinciden (Generalmente esta carga es una antena o sistema radiante).

Las técnicas de adaptación de impedancias pueden diseñarse para ser eficaces a una frecuencia específica de funcionamiento (técnicas de banda angosta) o para un espectro de frecuencia dado (técnicas de la banda ancha).

Un método de adaptación de impedancias involucra la inserción de un transformador de impedancia entre la línea y carga.

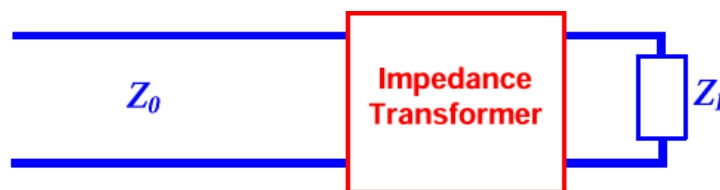


Figura N°39: Transformador de impedancias

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

Un simple transformador de impedancia de banda angosta consiste en una sección de línea de transmisión de longitud $\lambda/4$.

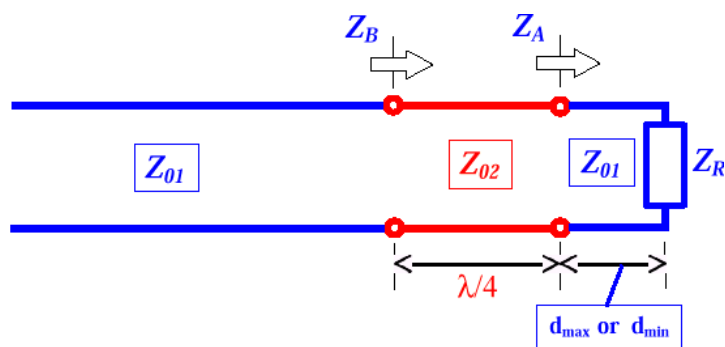


Figura N°40: Transformador de impedancias de Longitud $\lambda/4$

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

El transformador de impedancia se posiciona de manera que se conecte a una impedancia real Z_A . Esto es siempre posible si se elige la posición de un máximo o un mínimo del modelo de tensión de onda estacionaria. Entonces tenemos:

$$Z_R = R_R + j X_R \quad ; \quad \Gamma_R = \frac{Z_R - Z_{01}}{Z_R + Z_{01}} = |\Gamma_R| e^{j\phi}$$

Si se inserta el transformador en la posición de un máximo $d_{\text{máx}}$:

$$Z_A = Z_{01} \frac{1 + \Gamma(d)}{1 - \Gamma(d)} = Z_{01} \frac{1 + |\Gamma_R|}{1 - |\Gamma_R|}$$

Si se inserta el transformador en la posición de un mínimo $d_{\text{mín}}$:

$$Z_A = Z_{01} \frac{1 + \Gamma(d)}{1 - \Gamma(d)} = Z_{01} \frac{1 - |\Gamma_R|}{1 + |\Gamma_R|}$$

Consideremos ahora la impedancia de entrada de una línea de longitud $\lambda/4$. Dado que:

$$\begin{aligned} \text{tg}(\beta L) &= \text{tg}\left(\frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{4}\right) = \text{tg}\left(\frac{\pi}{2}\right) \rightarrow \infty \\ \therefore Z_{in} &= \lim_{\text{tg}(\beta L) \rightarrow \infty} Z_0 \frac{Z_A + j Z_0 \text{tg}(\beta L)}{j Z_A \text{tg}(\beta L) + Z_0} \rightarrow \frac{Z_0^2}{Z_A} \end{aligned}$$

Notemos que si la carga es real, el modelo de tensión de la onda estacionaria en la carga es máximo cuando $Z_R > Z_{01}$ o mínimo cuando $Z_R < Z_{01}$. El transformador puede conectarse directamente a la carga o a una distancia de la carga que corresponde a un múltiplo de $\lambda/4$.

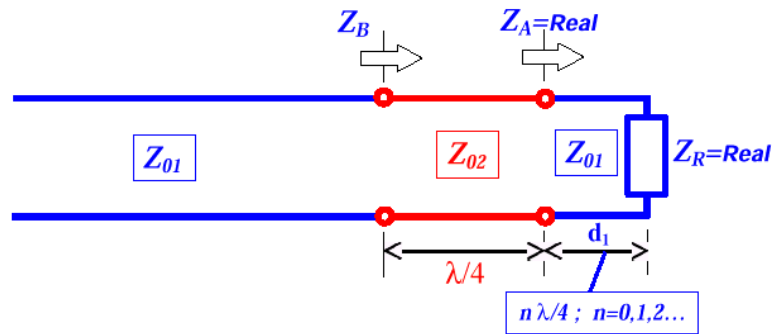


Figura N°41: Ubicación del transformador de impedancias de Longitud $\lambda/4$

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

Si la impedancia de carga es real y el transformador se inserta a una distancia de la carga igual a un múltiplo par de $\lambda/4$, entonces:

$$Z_A = Z_R \quad ; \quad d_1 = 2n \frac{\lambda}{4} = n \frac{\lambda}{2}$$

Pero si la distancia de la carga es igual a un múltiplo impar de $\lambda/4$

$$Z_A = \frac{Z_{01}^2}{Z_R} \quad ; \quad d_1 = (2n+1) \frac{\lambda}{4} = n \frac{\lambda}{2} + \frac{\lambda}{4}$$

La impedancia de entrada del transformador de impedancia luego de su inclusión en el circuito está dada por:

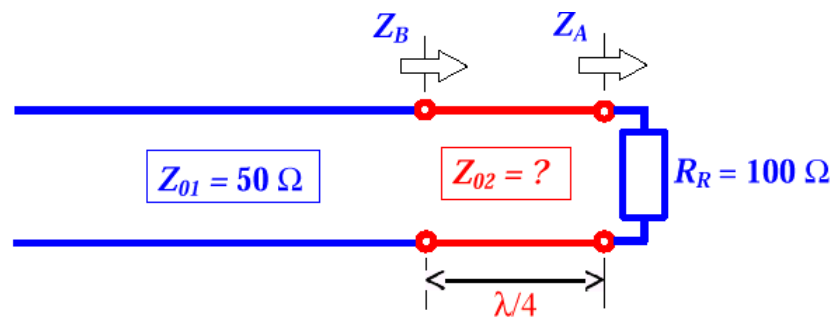
$$Z_B = \frac{Z_{02}^2}{Z_A}$$

Para que haya adaptación de impedancia necesitamos que:

$$Z_{01} = \frac{Z_{02}^2}{Z_A} \Rightarrow Z_{02} = \sqrt{Z_{01} Z_A}$$

Veamos algunos ejemplos simples:

➤ Impedancia de carga real

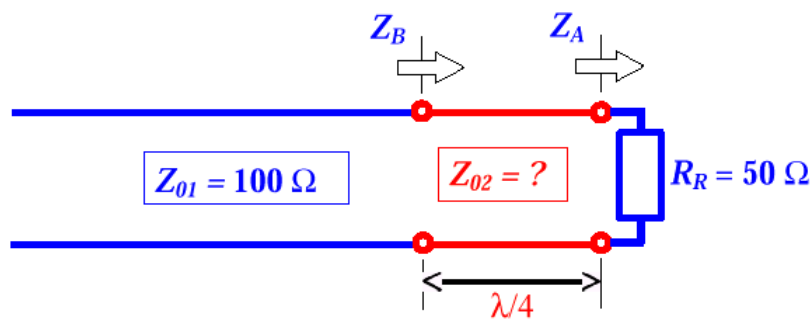


$$Z_B = \frac{Z_{02}^2}{R_R} = Z_{01} \Rightarrow Z_{02} = \sqrt{Z_{01} R_R} = \sqrt{50 \cdot 100} \approx 70.71 \, \Omega$$

Figura N°42: Ejemplo 1 de Ubicación del transformador de impedancias de Longitud $\lambda/4$

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

Notemos que un resultado idéntico se obtiene intercambiando Z_{01} y R_R

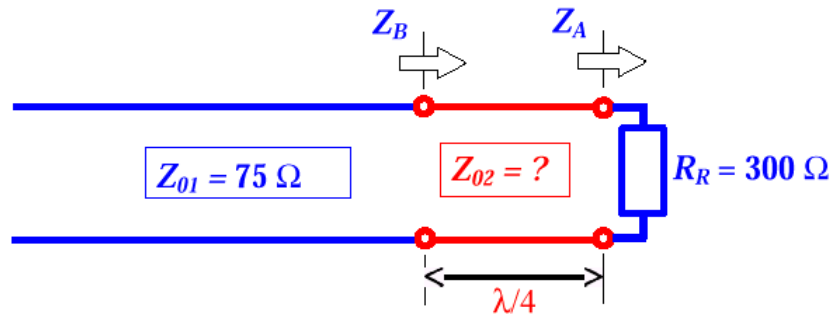


$$Z_B = \frac{Z_{02}^2}{R_R} = Z_{01} \Rightarrow Z_{02} = \sqrt{Z_{01} R_R} = \sqrt{100 \cdot 50} \approx 70.71 \, \Omega$$

Figura N°43: Ejemplo 2 de Ubicación del transformador de impedancias de Longitud $\lambda/4$

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

Otro ejemplo de carga real puede ser:

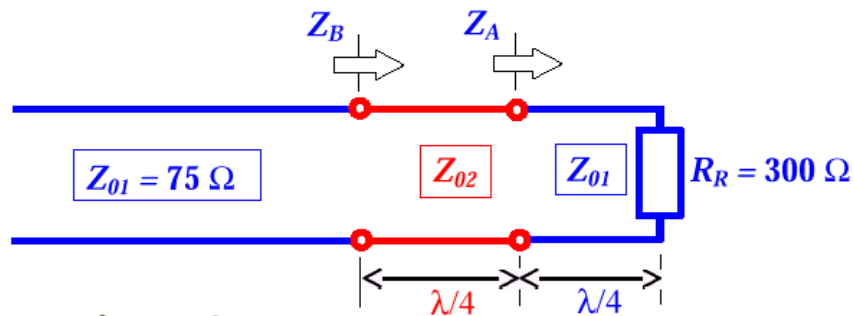


$$Z_B = \frac{Z_{02}^2}{R_R} = Z_{01} \Rightarrow Z_{02} = \sqrt{Z_{01} R_R} = \sqrt{75 \cdot 300} = 150 \Omega$$

Figura N°44: Ejemplo 3 de Ubicación del transformador de impedancias de Longitud $\lambda/4$

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

Otro ejemplo, pero ahora insertamos el transformador a una distancia $\lambda/4$ de la carga (tensión mínima en este caso)



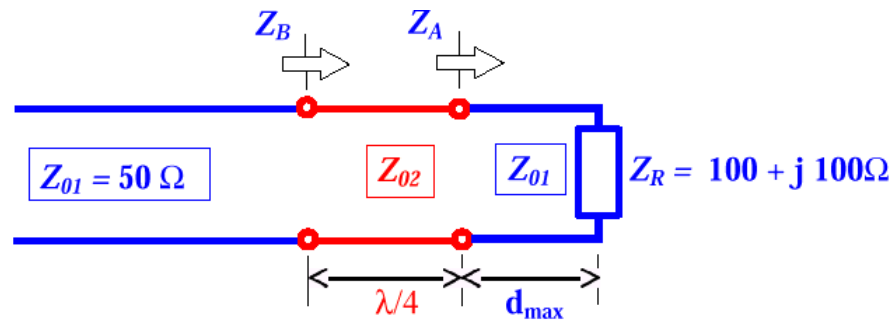
$$Z_A = \frac{Z_{01}^2}{R_R} = \frac{75^2}{300} = 18.75 \Omega$$

$$Z_B = \frac{Z_{02}^2}{Z_A} = Z_{01} \Rightarrow Z_{02} = \sqrt{Z_{01} Z_A} = \sqrt{75 \cdot 18.75} = 37.5 \Omega$$

Figura N°45: Ejemplo 4 de Ubicación del transformador de impedancias de Longitud $\lambda/4$

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

- Impedancia de carga compleja – Transformador en el máximo de tensión



$$|\Gamma_R| = \left| \frac{100 + j100 - 50}{100 + j100 + 50} \right| \approx 0.62$$

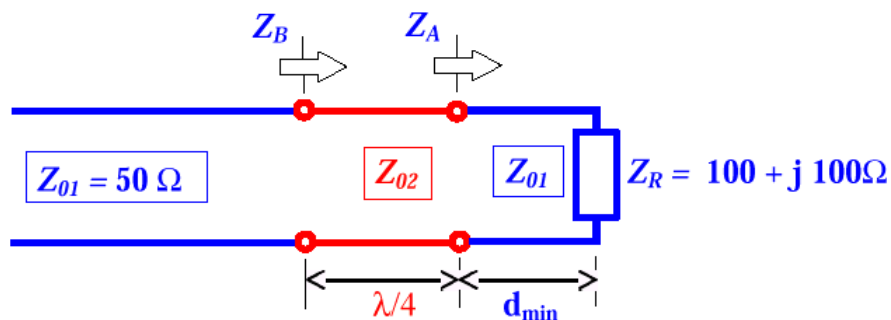
$$Z_A = Z_0 \frac{1 + |\Gamma_R|}{1 - |\Gamma_R|} \approx 213.28 \Omega$$

$$Z_{02} = \sqrt{Z_{01} Z_A} = \sqrt{50 \cdot 213.28} = 103.27 \Omega$$

Figura N°46: Ejemplo 5 de Ubicación del transformador de impedancias de Longitud $\lambda/4$

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

- Impedancia de carga compleja – Transformador en el mínimo de tensión



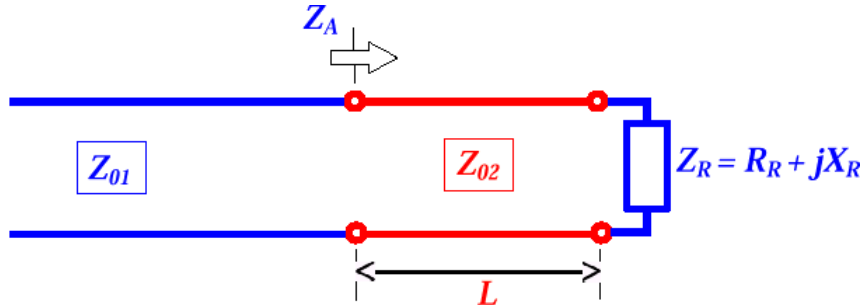
$$|\Gamma_R| = \left| \frac{100 + j100 - 50}{100 + j100 + 50} \right| \approx 0.62$$

$$Z_A = Z_0 \frac{1 - |\Gamma_R|}{1 + |\Gamma_R|} \approx 11.72 \Omega$$

Figura N°47: Ejemplo 6 de Ubicación del transformador de impedancias de Longitud $\lambda/4$

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

Si no es importante construir el transformador de impedancia con una línea de un cuarto de longitud de onda, podemos intentar seleccionar una línea de transmisión de longitud apropiada e impedancia característica, tal que la impedancia de entrada tenga el valor real requerido



$$Z_{01} = Z_A = Z_{02} \frac{R_R + jX_R + jZ_{02} \tan(\beta L)}{Z_{02} + j(R_R + jX_R) \tan(\beta L)}$$

Figura N°48: Ejemplo 7 Construcción del transformador de impedancias generalizado

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

Después de separar parte real e imaginaria obtenemos las ecuaciones:

$$Z_{02} (Z_{01} - R_R) = Z_{01} X_R \tan(\beta d)$$

$$\tan(\beta d) = \frac{Z_{02} X_R}{Z_{01} R_R - Z_{02}^2}$$

Cuya solución es:

$$Z_{02} = \frac{\sqrt{Z_{01} R_R - R_R^2 - X_R^2}}{\sqrt{1 - \frac{R_R}{Z_{01}}}}$$

$$\tan(\beta d) = \frac{\sqrt{\left(1 - \frac{R_R}{Z_{01}}\right) (Z_{01} R_R - R_R^2 - X_R^2)}}{X_R}$$

El transformador puede construirse mientras que Z₀₂ sea real.

4.2.3 Adaptación de impedancias por brazo de reactancia simple

La adaptación de impedancias puede lograrse insertando una línea de transmisión (brazo de reactancia) como se muestra en el siguiente diagrama:

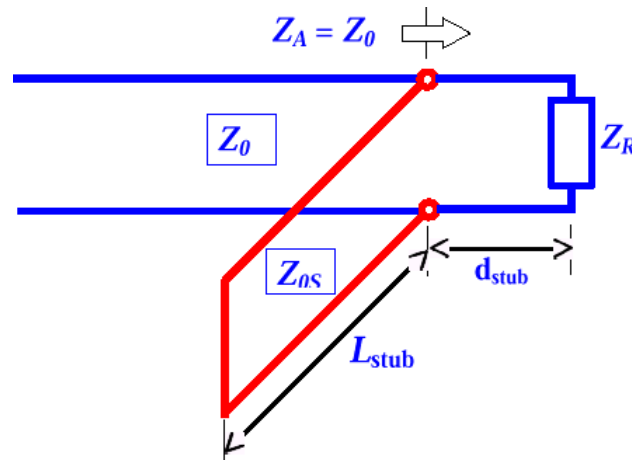


Figura N°49: Adaptación de impedancia por brazo de reactancia simple

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

Hay dos parámetros de diseño para la adaptación por brazo de reactancia simple:

- La ubicación del brazo de reactancia, referido a la distancia d_{stub} de carga
- La longitud del brazo de reactancia L_{stub}

Cualquier impedancia de carga (generalmente puede ser una antena o sistema radiante) puede adaptarse a la línea usando la técnica de adaptación por brazo de reactancia simple.

El inconveniente de este acercamiento es que si se cambia la carga, la ubicación de inserción puede tener que ser movida.

La línea de transmisión que comprende el brazo de reactancia normalmente se termina con un corto o un circuito abierto. En muchos casos es también conveniente seleccionar la misma impedancia característica usada para la línea principal, aunque esto no es necesario. La opción de terminación con corto o circuito abierto depende en la práctica de varios factores. Un corto en la derivación es menos proclive a la radiación electromagnética y es

más fácil de implementar. Por otro lado, un circuito abierto en la derivación puede ser más práctico para ciertos tipos de líneas de transmisión.

Dado que el circuito se basa en la inserción en paralelo del brazo de reactancia, es más conveniente trabajar con admitancias, antes que con impedancias

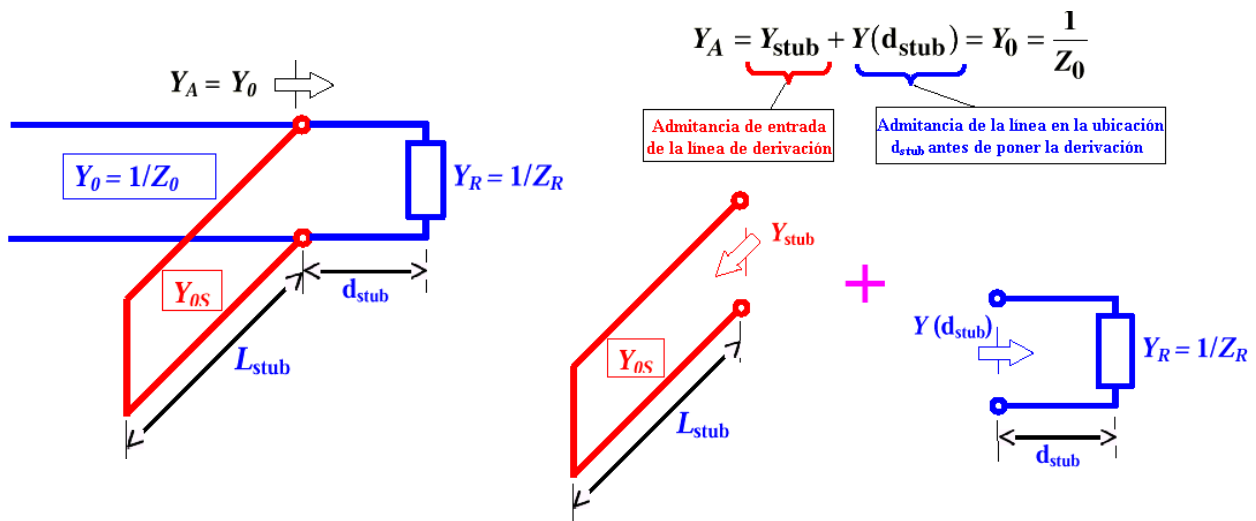


Figura N°50: Calculo de ubicación y longitud del brazo de reactancia simple

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

Para completar el diseño, tenemos que encontrar una ubicación apropiada para el brazo de reactancia. Notemos que la admitancia de entrada del brazo es siempre imaginaria (inductancia si es negativo, o capacitancia si es positivo)

$$Y_{stub} = j B_{stub}$$

El brazo debe ponerse en una ubicación donde la admitancia de la línea tenga parte real igual a Y_0 .

$$Y(d_{stub}) = Y_0 + j B(d_{stub})$$

Para adaptar, necesitamos tener:

$$B_{stub} = - B(d_{stub})$$

Dependiendo de la longitud de la línea de transmisión, puede haber un número de posibles ubicaciones donde un brazo de reactancia puede insertarse para lograr la adaptación de impedancias. Es muy conveniente analizar las posibles soluciones en una Carta de Smith.

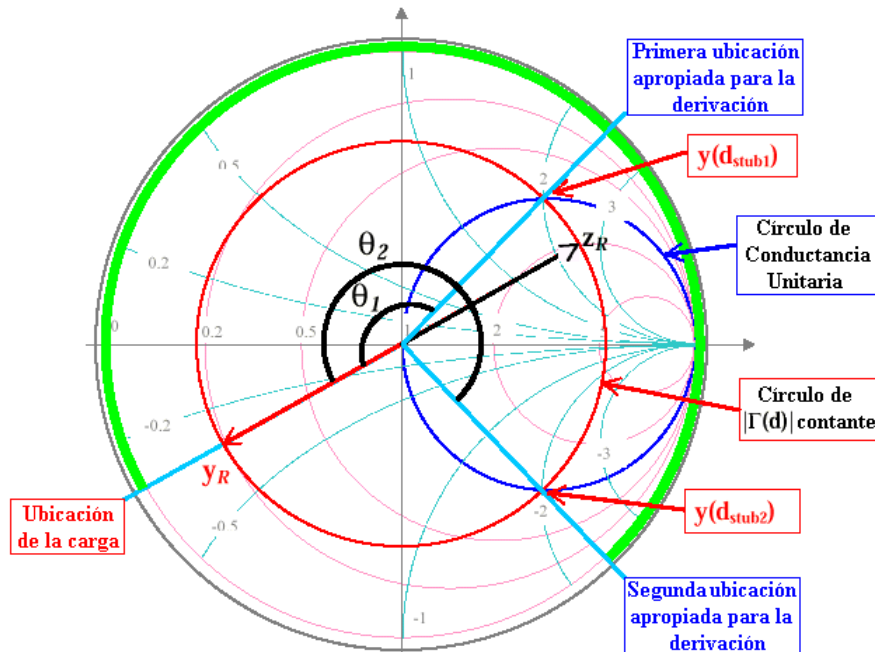


Figura N°50: Cálculo de las dos ubicaciones del brazo de reactancia simple

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

La flecha roja en el ejemplo indica la admitancia de carga. Esto proporciona en “el mapa de admitancia” la referencia física para la ubicación de la carga en la línea de transmisión. Notemos que, en este caso la admitancia de carga cae fuera del círculo de conductancia unitaria. Si nos movemos desde la carga hacia al generador en la línea, la ubicación correspondiente equivale a moverse de la referencia indicada, en el sentido de las agujas del reloj, según un ángulo θ (indicado por el arco verde).

$$\theta = 2 \beta d = 4\pi d / \lambda$$

El valor de la admitancia está en el círculo rojo que corresponde a la magnitud constante del coeficiente de reflexión de línea, $|\Gamma(d)| = |\Gamma_R|$, impuesto por la carga.

Cada círculo de $|\Gamma(d)|$ constante corta el círculo $\text{Re } \{y\} = 1$ (conductancia normalizado unitaria), en dos puntos. Dentro de la primera revolución, las dos intersecciones proporcionan las ubicaciones más cercanas a la carga para la posible inserción de la derivación.

La primera solución corresponde a un valor de admitancia con parte imaginaria positiva, en la porción superior de la Carta

Admitancia de Línea - Actual: $Y(d_{stub1}) = Y_0 + jB(d_{stub1})$

Normalizada: $y(d_{stub1}) = 1 + jb(d_{stub1})$

Ubicación de la derivación: $d_{stub1} = \frac{\theta_1}{4\pi} \lambda$

Admitancia de la derivación - Actual: $-jB(d_{stub1})$

Normalizada: $-jb(d_{stub1})$

Longitud de la derivación -Corto: $L_{stub} = \frac{\lambda}{2\pi} \text{tg}^{-1} \left(\frac{1}{Z_{0s} B(d_{stub1})} \right)$

Abierto: $L_{stub} = \frac{\lambda}{2\pi} \text{tg}^{-1} (Z_{0s} B(d_{stub1}))$

La segunda solución corresponde a un valor de admitancia con parte imaginaria negativa, en la porción inferior de la Carta

Admitancia de Línea - Actual: $Y(d_{stub2}) = Y_0 + jB(d_{stub2})$

Normalizada: $y(d_{stub2}) = 1 + jb(d_{stub2})$

Ubicación de la derivación: $d_{stub2} = \frac{\theta_2}{4\pi} \lambda$

Admitancia de la derivación -	Actual:	$jB(d_{stub2})$
Normalizada:		$jb(d_{stub2})$

Longitud de la derivación - Corto:	$L_{stub} = \frac{\lambda}{2\pi} \text{tg}^{-1} \left(-\frac{1}{Z_{0s} B(d_{stub2})} \right)$
Abierto:	$L_{stub} = \frac{\lambda}{2\pi} \text{tg}^{-1} (-Z_{0s} B(d_{stub2}))$

Si la admitancia de carga normalizada cae dentro del círculo unitario de conductancia, la primera ubicación posible del brazo de reactancia corresponde a una admitancia de línea con parte imaginaria negativa. La segunda ubicación posible tiene admitancia de línea con parte imaginaria positiva. En este caso, la fórmula de solución dada antes para primer y segundo lugar se intercambian.

Si uno se aparta más de la carga, encontramos otras ubicaciones convenientes para la inserción del brazo de reactancia (mientras nos acercamos al generador), a distancias múltiples de media longitud de onda de las soluciones originales. Estas situaciones corresponden a los mismos puntos en la Carta de Smith.

Primer conjunto de ubicaciones:	$d_{stub1} + n \frac{\lambda}{2}$
---------------------------------	-----------------------------------

Segundo conjunto de ubicaciones:	$d_{stub2} + n \frac{\lambda}{2}$
----------------------------------	-----------------------------------

Los problemas de la adaptación de impedancia por brazo de reactancia simple pueden resolverse en la Carta de Smith gráficamente, usando un compás y una regla. Este es un resumen del procedimiento:

- a) Hallar la impedancia de carga normalizada y determinar su correspondiente ubicación en la Carta de Smith.

- b) Dibujar el círculo de magnitud constante del coeficiente de reflexión $|\Gamma|$ para la carga dada.
- c) Determinar la admitancia de carga normalizada en la Carta. Esto se obtiene girando 180° en el círculo de $|\Gamma|$ constante, desde punto de la impedancia de carga. Después, todos los valores que se leen de la Carta son admitancias normalizadas

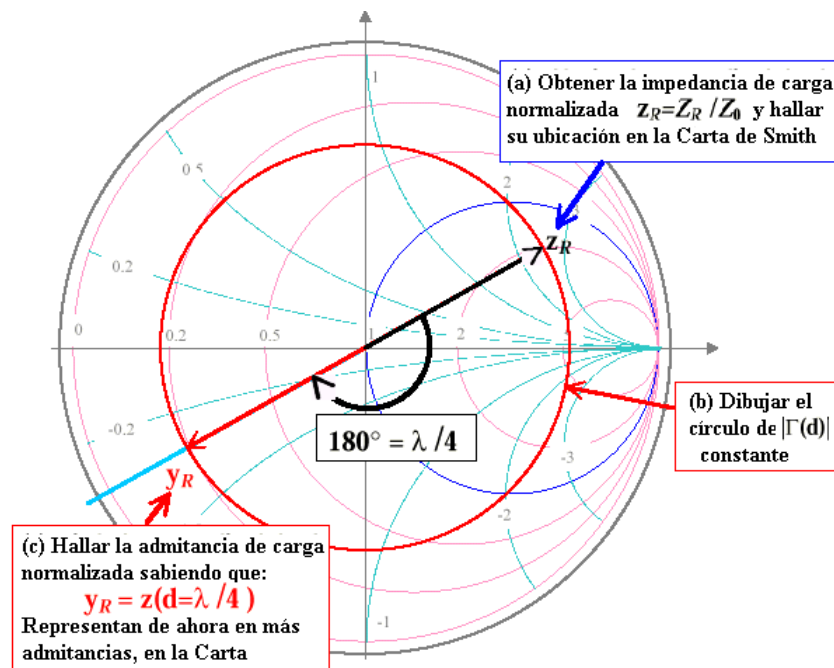


Figura N°52: Adaptación de impedancia por brazo de reactancia simple usando la Carta de Smith

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

- d) Moverse desde la admitancia de carga hacia el generador girando en el círculo de $|\Gamma|$ constante, hasta encontrar las intersecciones con el círculo unitario de conductancia normalizada. Estas intersecciones corresponden a las posibles ubicaciones para la inserción del brazo de reactancia.
- e) Leer la admitancia de línea normalizada en correspondencia con las ubicaciones de las inserciones determinadas en (d).

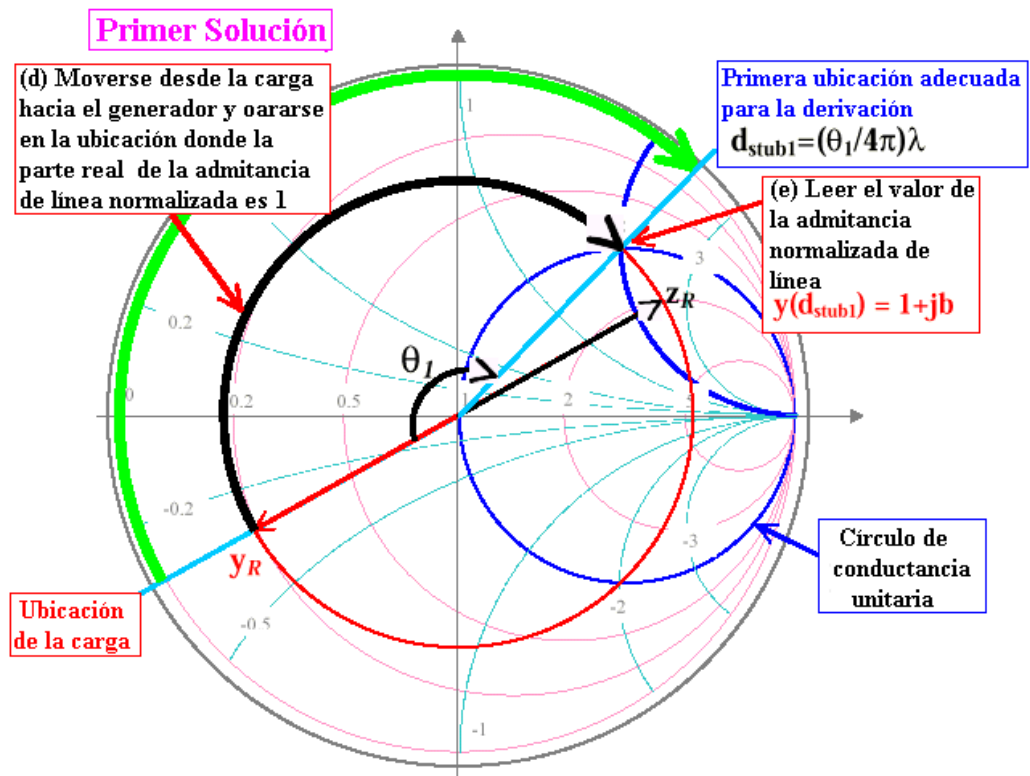


Figura N°53: 1ra ubicación del brazo de reactancia simple usando la Carta de Smith

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

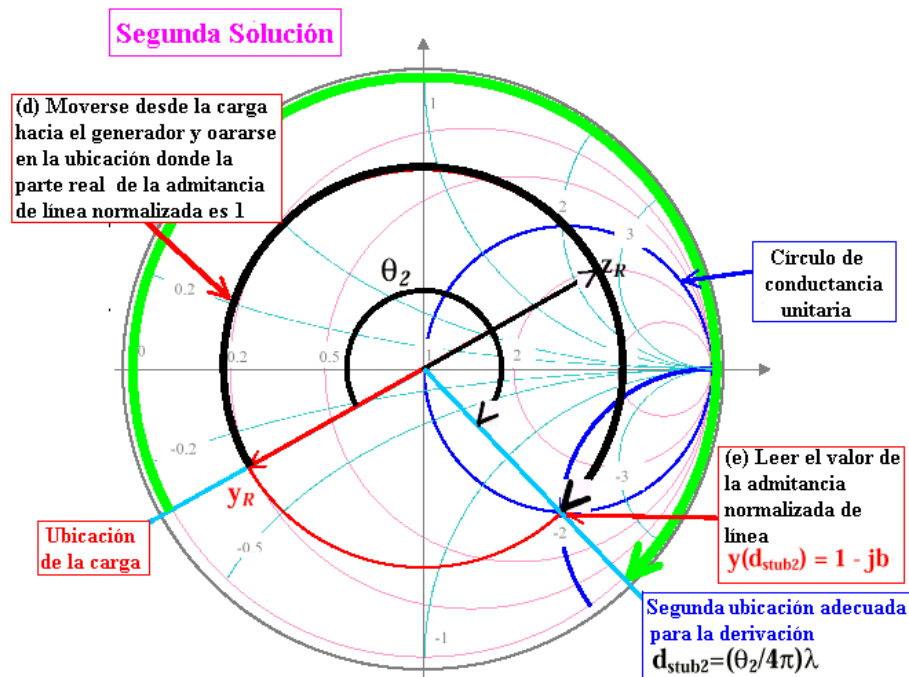


Figura N°54: 2da ubicación del brazo de reactancia simple usando la Carta de Smith

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

- f) Seleccionar la admitancia de entrada normalizada de las derivaciones, tomando, el opuesto de la parte imaginaria correspondiente de la admitancia de línea.

$$\text{Línea: } y(d_{stub}) = 1 + j b \quad \rightarrow \quad \text{Derivación: } y_{stub} = -j b$$

$$\text{Línea: } y(d_{stub}) = 1 - j b \quad \rightarrow \quad \text{Derivación: } y_{stub} = +j b$$

- g) Usar la Carta para determinar la longitud de la derivación. Los valores imaginarios de las admitancias normalizadas se encuentran en el círculo de conductancia cero en la Carta. Asumimos que la línea de derivación tiene impedancia característica Z_0 igual a la de la línea principal. Si la derivación tiene impedancia característica $Z_{0s} \neq Z_0$ los valores en la Carta de Smith deben ser re normalizados como

$$\pm j b' = \pm j b Y_0 / Y_{0s} = \pm j b Z_{0s} / Z_0$$

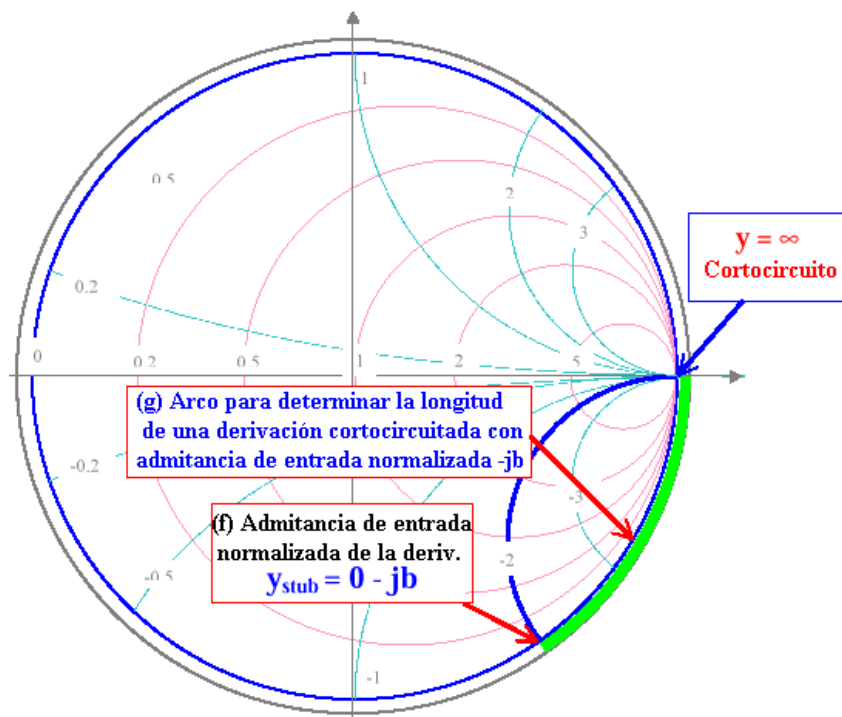


Figura N°55: Longitud del brazo de reactancia simple en cortocircuito para carga inductiva según la 2da ubicación

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

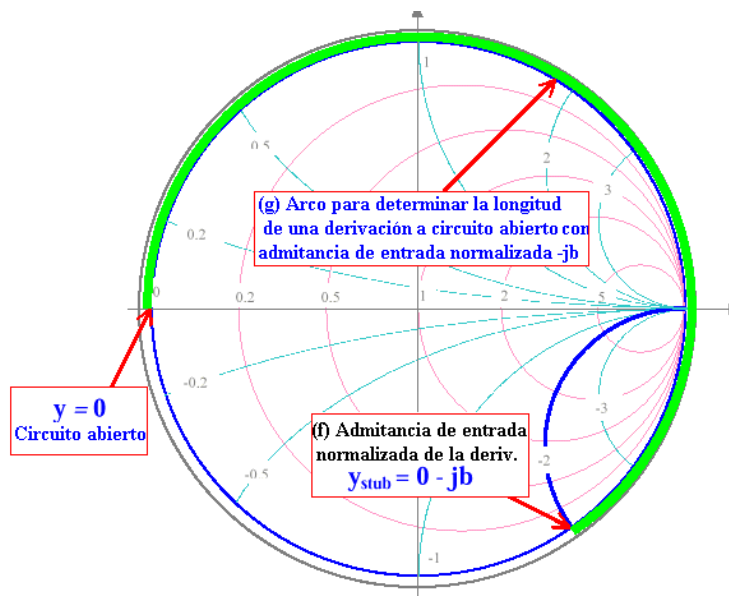


Figura N°56: Longitud del brazo de reactancia simple en circuito abierto para carga inductiva según la 2da ubicación

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

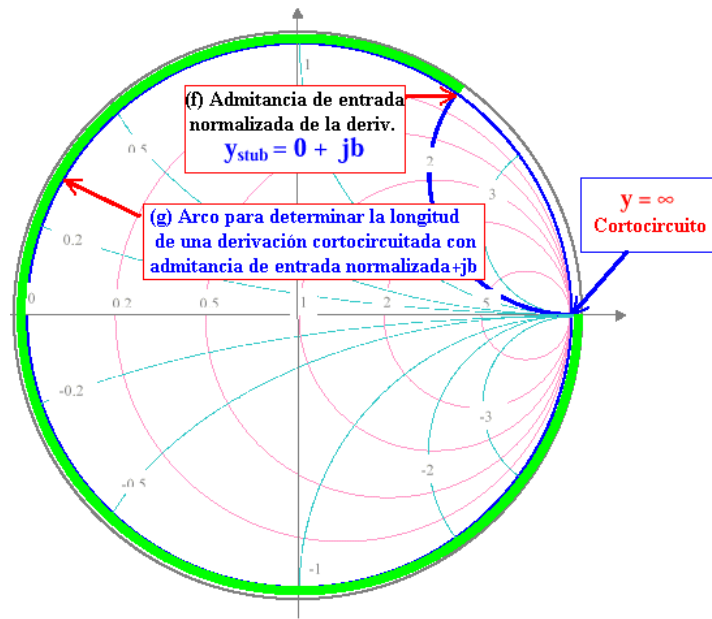


Figura N°57: Longitud del brazo de reactancia simple en cortocircuito para carga inductiva según la 1ra ubicación

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

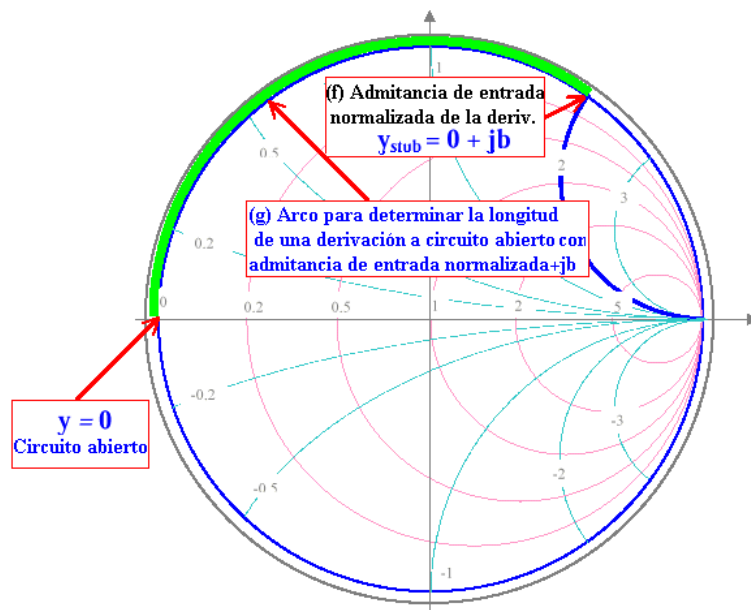


Figura N°58: Longitud del brazo de reactancia simple en circuito abierto para carga inductiva según la 1ra ubicación

Fuente: <http://www.amanogawa.com>

4.3. Optimización de parámetros de las antenas usando software 4NEC2

Antes de proponer en su primera versión el módulo de guías de laboratorio para ensayo de antenas y/o sistemas radiantes para la escuela profesional de Ingeniería electrónica y telecomunicaciones de la Universidad Nacional de Piura, realizaremos un ejemplo simulación y optimización de parámetros de una antena tipo dipolo de media longitud de onda haciendo uso de esta herramienta poderosa de simulación conocida con 4NEC2

OPTIMIZACION DE PARAMETROS DE UNA ANTENA DIPOLO DE MEDIA ONDA CON 4NEC2

4.3.1. OBJETIVOS:

General:

Realizar el diseño y optimización de una antena dipolo de media onda utilizando como herramienta 4NEC2.

Específicos:

Investigar acerca de la antena dipolo de media onda.

Conocer los parámetros necesarios para la optimización de la antena.

4.3.2. FUNDAMENTO TEORICO :

Como se dijo anteriormente en las bases teóricas el software 4NEC2 es:

4NEC2: Es un completo simulador libre incluye Nec2, Nec4 y herramientas basadas en ventanas para crear, ver, optimizar y chequear estilos de geometrías de antenas en 2D y 3D y generar, presentar y/o comparar diagramas de radiación de campo cercano y lejano. Permite hallar diagramas de radiación, acople, eficiencia, etc. Presenta ventanas independientes para la geometría, vista en 3D, plots de eficiencia, etc. Presenta también una interfaz especial Built para facilitar la construcción de los modelos de antenas. Corre en ambiente Windows y Linux.

NEC2: El Código Electromagnético Numérico es un código de computadora para analizar la respuesta electromagnética de una estructura arbitraria que consta de cables y las superficies en el espacio libre o en un plano de tierra. El análisis es realizado por la solución

numérica de ecuaciones integrales de inducido corrientes. Este simulador posee una interfaz muy compleja difícil de manejar para usuarios poco experimentados del uso de este simulador. Corre en ambiente Linux.

4.3.3. JUSTIFICACIÓN DEL SOFTWARE A UTILIZAR

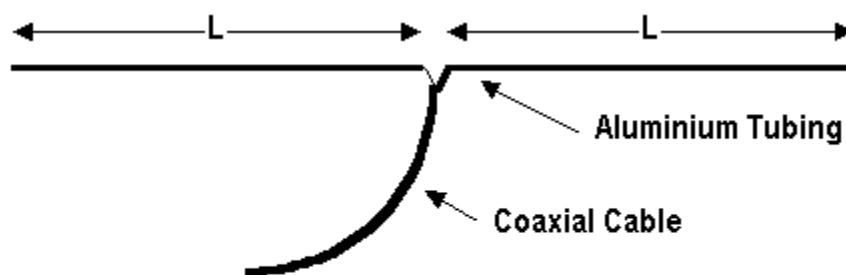
- El software es fácil de obtener e instalar.
- El simulador posee herramientas que los otros simuladores no, como ventanas independientes para el diseño, la edición de las antenas y los resultados.
- El simulador corre en ambiente Linux y Windows.
- Es software libre y gratuito.

Por todas las razones anteriores se justifica el uso del simulador 4NEC2.

El simulador 4NEC2 es una herramienta que permite realizar análisis con todo tipo de antenas, estas poseen parámetros que pueden ser modificados fácilmente en la interfaz del simulador, también se puede visualizar los resultados como impedancias, patrones de radiación, cartas de Smith. Este simulador también permite al usuario diseñar antenas a su gusto y da opciones para el desarrollo de estas. Posee pantallas independientes de ingreso de datos, modificación de datos y resultados.

4.3.4. ANTENA DIPOLO DE MEDIA ONDA

- Características:
- Directividad: ángulo recto hacia la señal.
- Impedancia: 75 ohm.
- Banda estrecha. Centre-fed.



Half Wave Dipole

Figura N°59: Dipolo de media longitud de onda

Fuente: <https://sites.google.com/site/ea7ahg/antena/tipos-de-antenas/antenas/dipolo/media-onda>

La longitud total de la antena es la mitad de la longitud de onda de la frecuencia elegida. El dipolo de media onda está dividido en dos por un aislador en el centro. El resultado son dos secciones cada una de un cuarto de largo de la longitud de onda.

La antena dipolo de media onda es un simple cable de media longitud de onda alimentados en el centro. La directividad de una antena dipolo de media onda es 1,64 (2,15 dB).

4.3.5. MATERIALES

- PC
- Software 4NEC2

4.3.6. LISTADO DE PARAMETROS

- Polarización: Vertical u Horizontal.
- Impedancia: 50 Ohms.
- Potencia Máx.: 100 watts.
- ROE: 1.1.
- Ganancia: 2.14 DBi.
- Radio del conductor que compone la antena: 1mm.
- Fuente: Voltaje.
- Longitud del conductor: 2m.
- Frecuencia: 434 MHz
- Tierra: Espacio Libre.
- RLC: 10000ohms.

4.3.7. PROCEDIMIENTO

a) Abra el programa 4NEC2

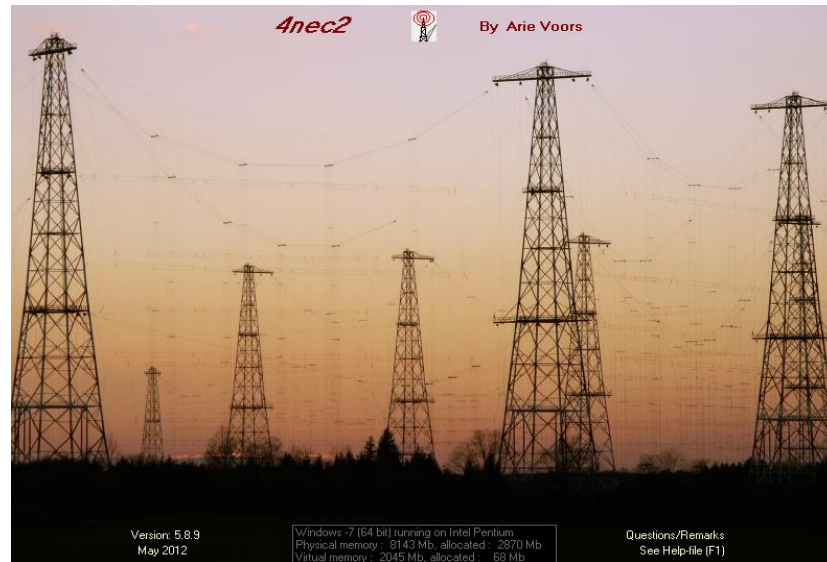


Figura N°60: Software 4NEC2

Fuente: Software 4NEC2

b) Abra el Geometry Edit

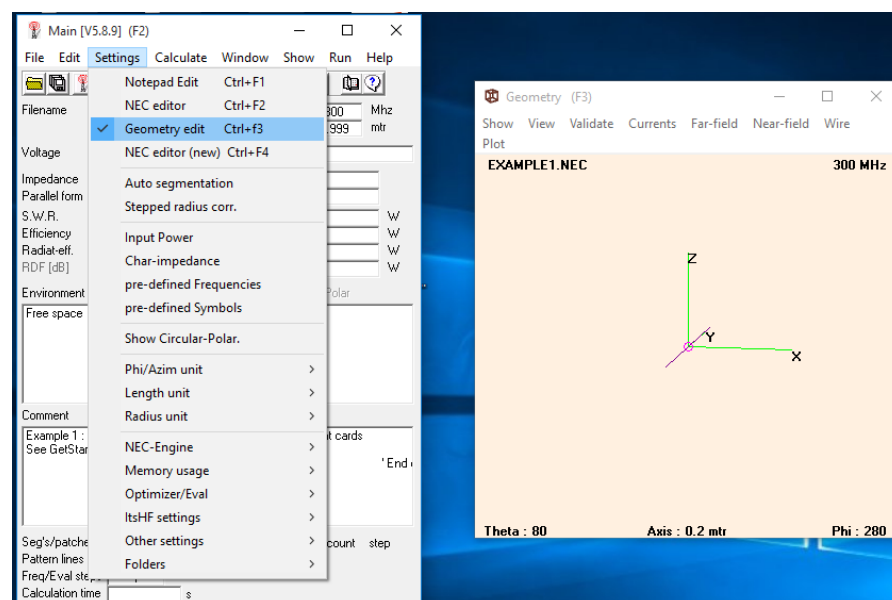


Figura N°61: Geometry Edit parte 1

Fuente: Elaboración propia con Software 4NEC2

- c) Seleccione New para crear un nuevo archivo, e ingrese el valor de la Frecuencia según los parámetros establecidos.

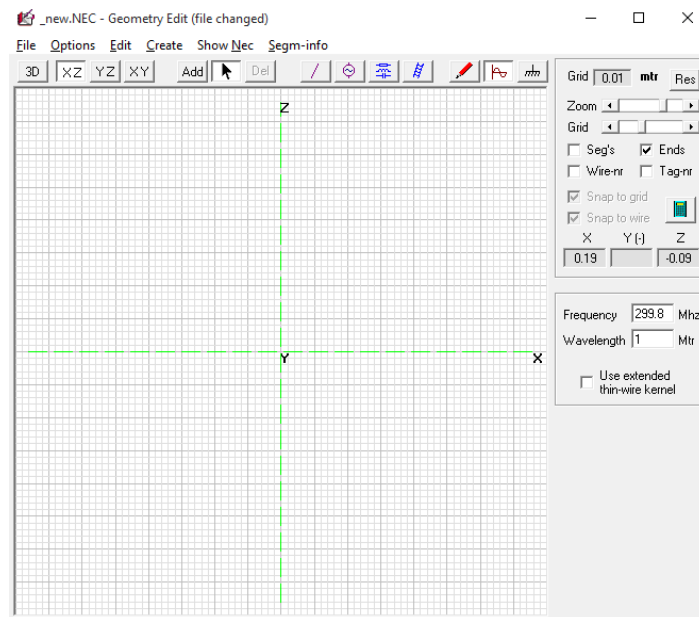


Figura N°62: Geometry Edit parte 2

Fuente: Elaboración propia con Software 4NEC2

- d) Presione Add y seleccione opciones de cable.

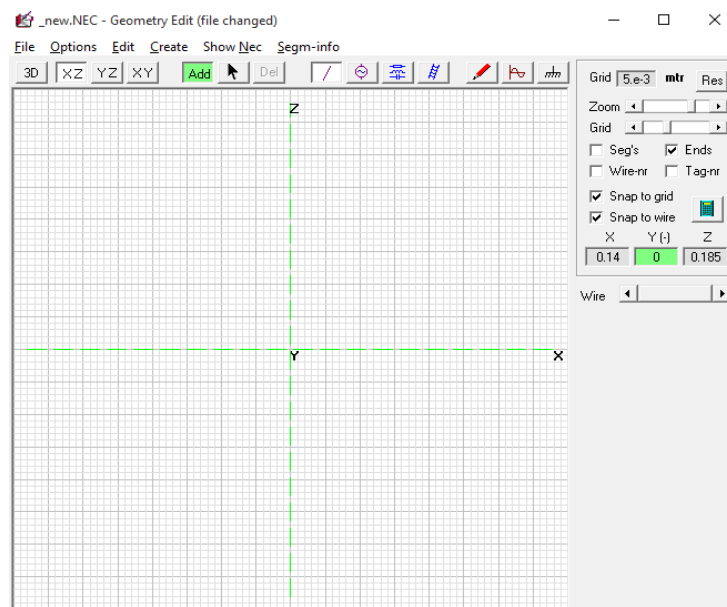


Figura N°63: Geometry Edit parte 3

Fuente: Elaboración propia con Software 4NEC2

- e) Dibuje una antena dipolo con los parámetros establecidos.

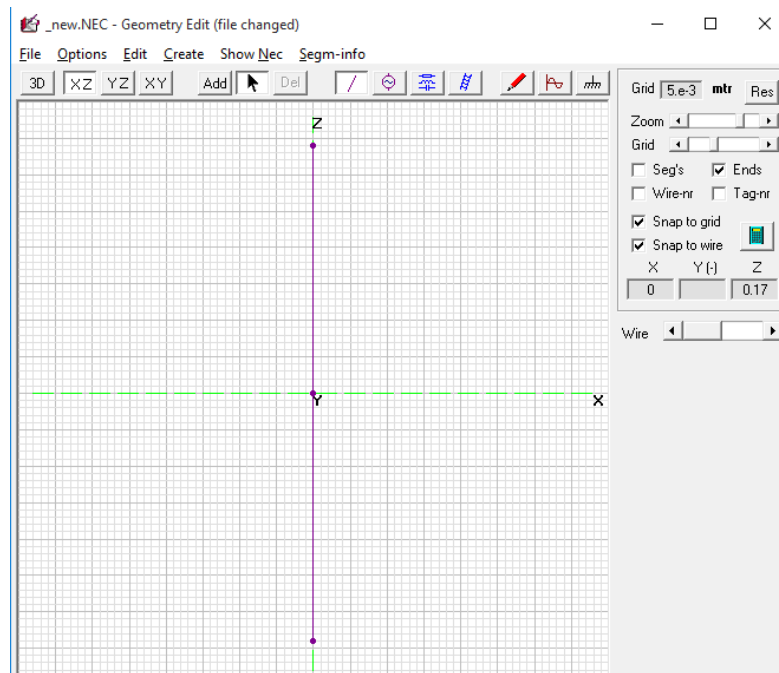


Figura N°64: Dibujo del dipolo de $\lambda/2$ con Geometry Edit
Fuente: Elaboración propia con Software 4NEC2

- f) Seleccione opciones de fuente, y dibuje la fuente en la antena con los parámetros establecidos.

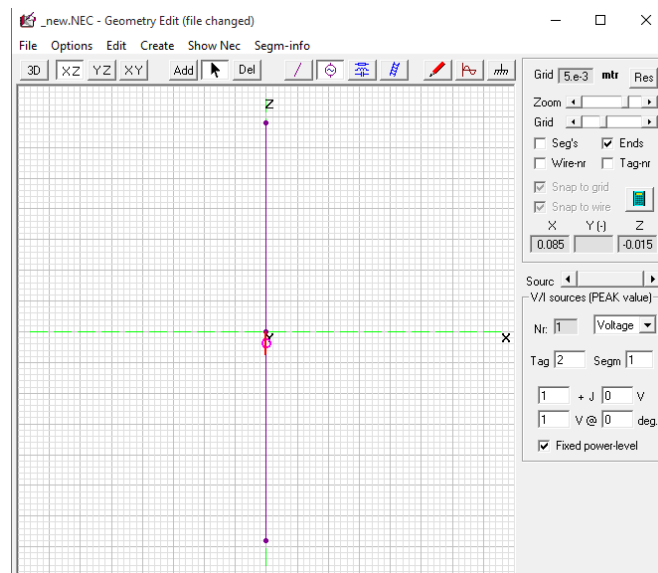


Figura N°65: Dibujo de la fuente en el dipolo de $\lambda/2$ con Geometry Edit
Fuente: Elaboración propia con Software 4NEC2

4.3.8. Simulaciones sin parámetros optimizados

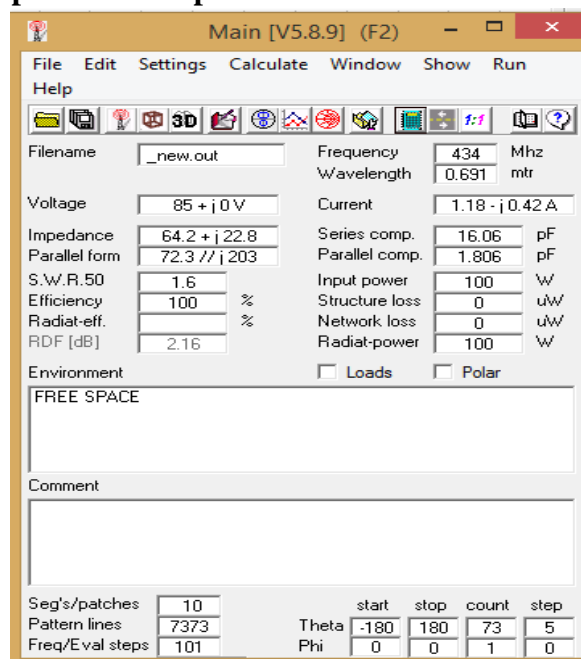


Figura N°66: Simulación del dipolo de $\lambda/2$ sin parámetros optimizados parte 1
Fuente: Elaboración propia con Software 4NEC2

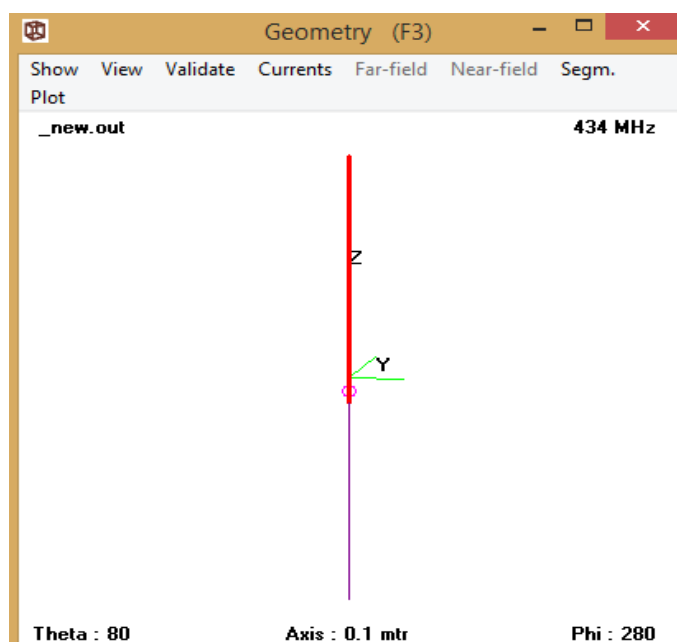


Figura N°67: Simulación del dipolo de $\lambda/2$ sin parámetros optimizados parte 2
Fuente: Elaboración propia con Software 4NEC2

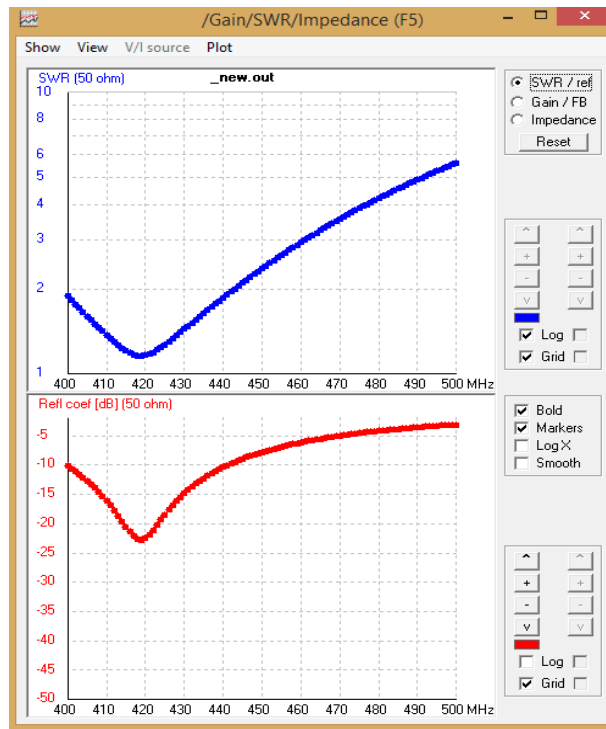


Figura N°68: Simulación del dipolo de $\lambda/2$ sin parámetros optimizados parte 3
Fuente: Elaboración propia con Software 4NEC2

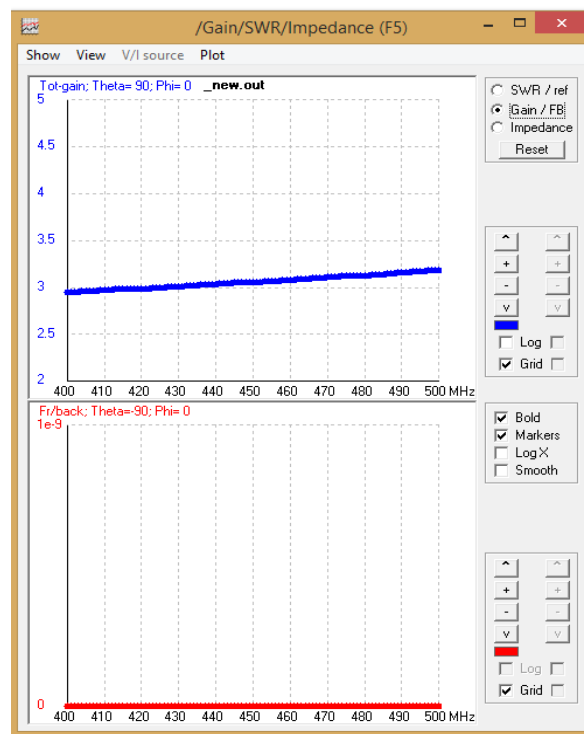


Figura N°69: Simulación del dipolo de $\lambda/2$ sin parámetros optimizados parte 4
Fuente: Elaboración propia con Software 4NEC2

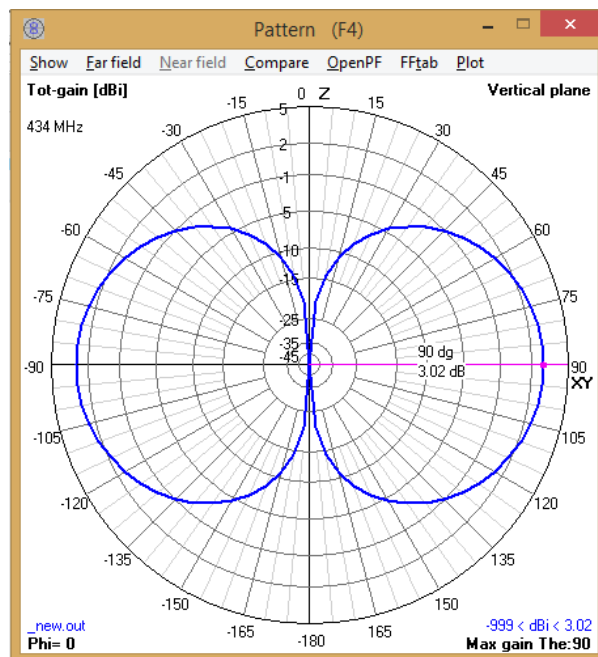


Figura N°70: Patrón de radiación vertical del dipolo de $\lambda/2$ sin parámetros optimizados parte 5
Fuente: Elaboración propia con Software 4NEC2

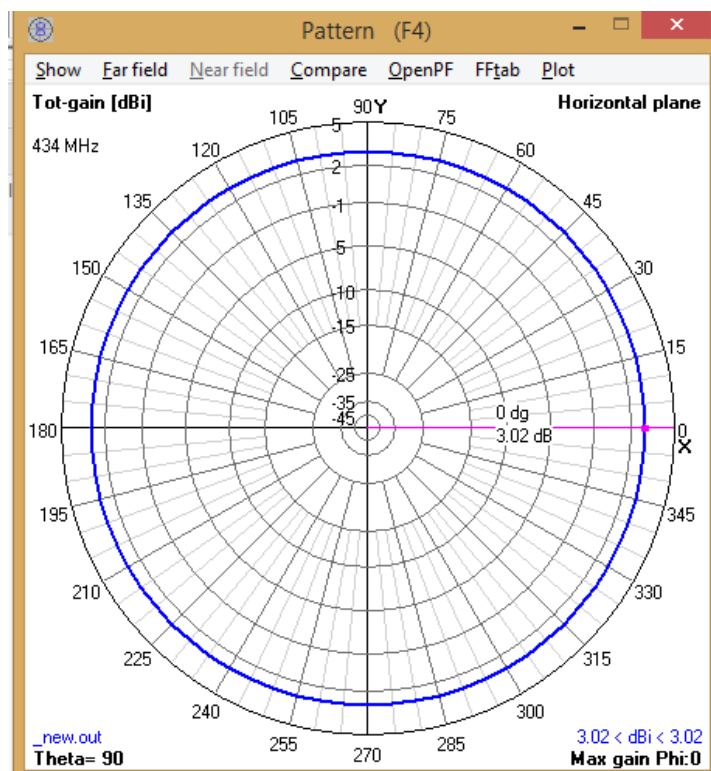


Figura N°71: Patrón de radiación horizontal del dipolo de $\lambda/2$ sin parámetros optimizados parte 6
Fuente: Elaboración propia con Software 4NEC2

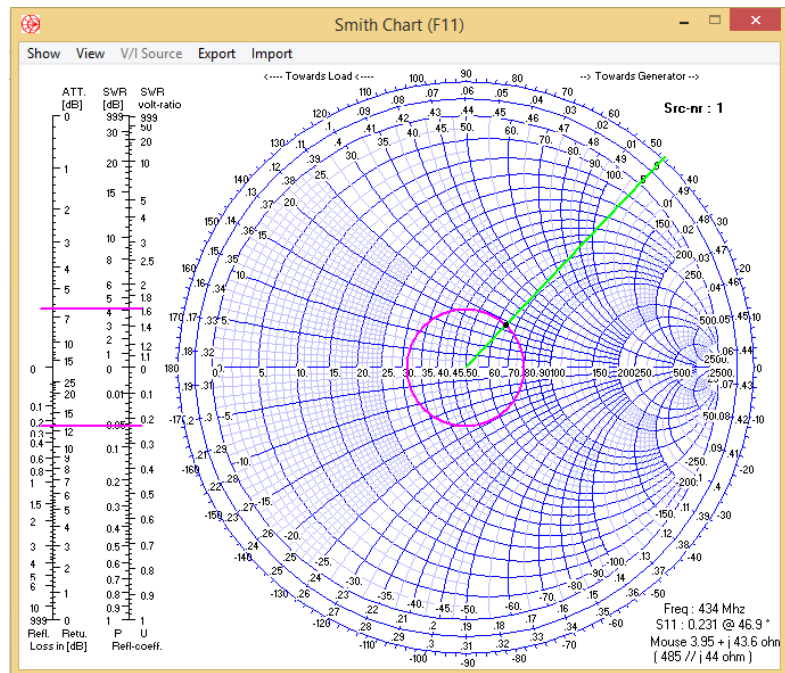


Figura N°72: Simulación del dipolo de $\lambda/2$ sin parámetros optimizados con carta de Smith parte 7
Fuente: Elaboración propia con Software 4NEC2

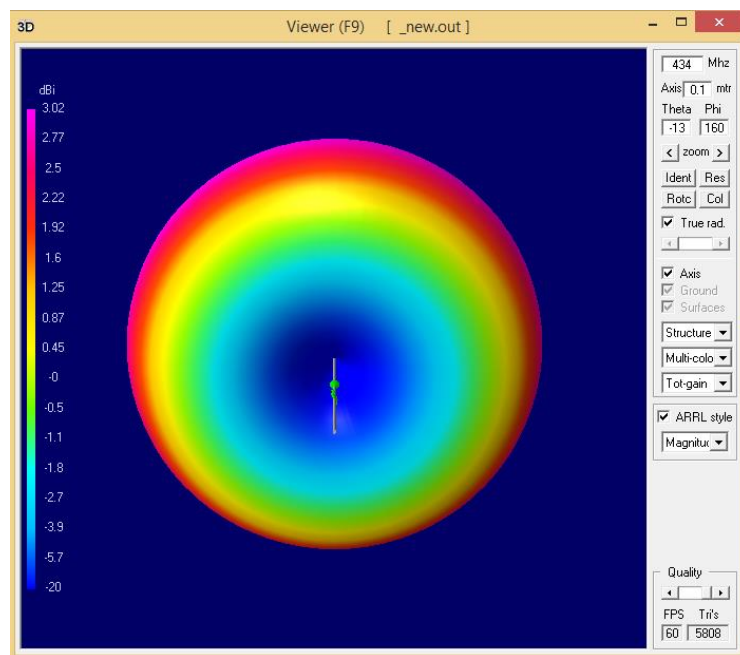


Figura N°73: Simulación del dipolo de $\lambda/2$ sin parámetros optimizados parte 8
Fuente: Elaboración propia con Software 4NEC2

4.3.9. Optimización de parámetros de la antena

EL Software 4NEC2 cuenta con un proceso de optimización, el cual detallaremos a continuación:

a) Cerramos el Editor de Geometry Edit y guardamos el archivo.

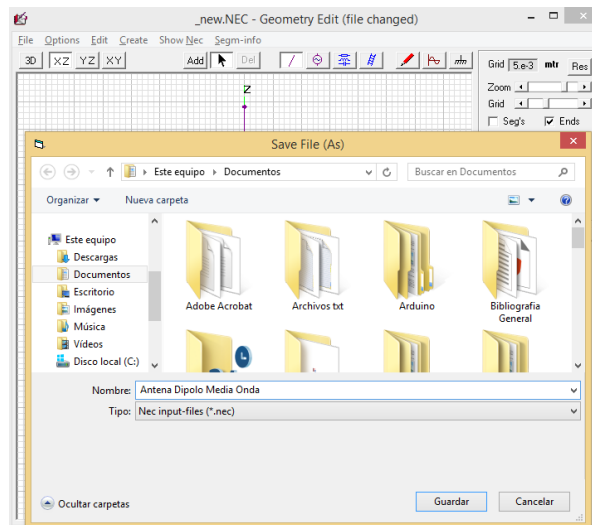


Figura N°74: Simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados parte 1
Fuente: Elaboración propia con Software 4NEC2

b) Abrimos el editor NEC Editor

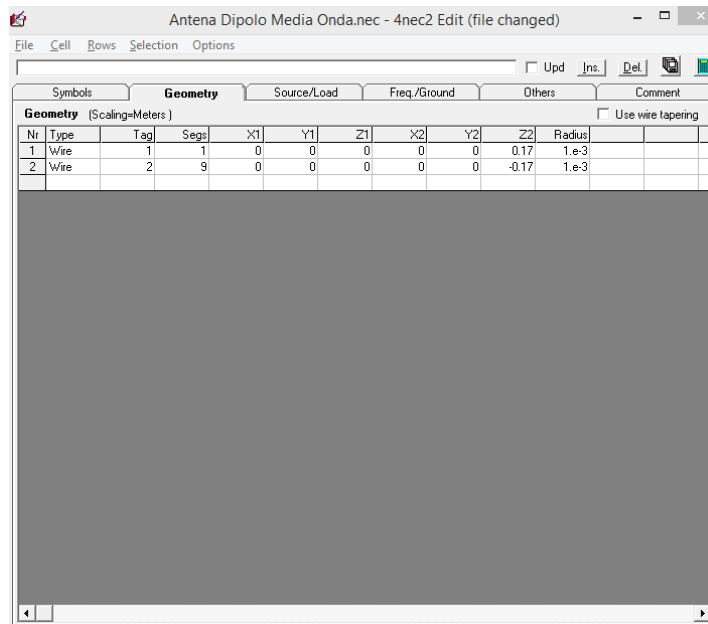


Figura N°75: Simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados parte 2
Fuente: Elaboración propia con Software 4NEC2

c) Realizamos un cambio de variables a las dimensiones de la antena

$$Z1 = 0.17 \text{ y } Z2 = -0.17$$

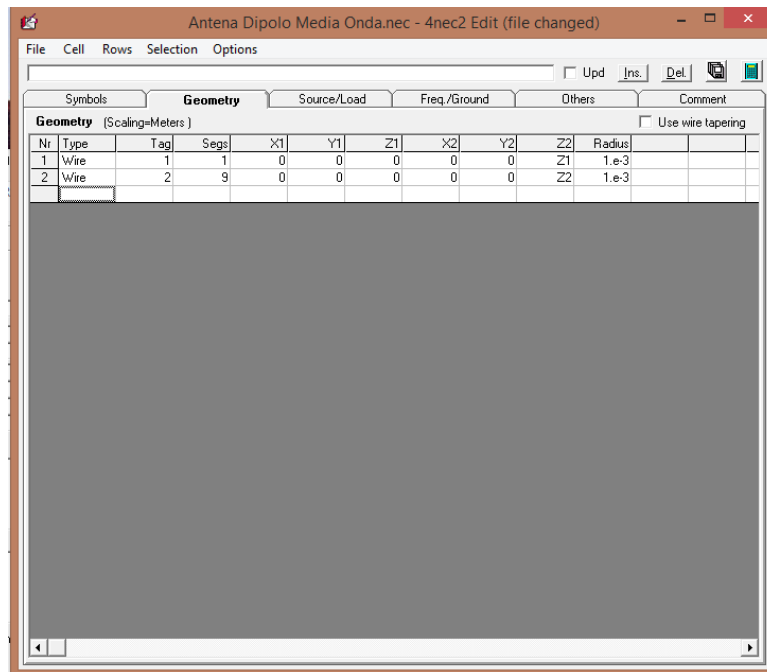


Figura N°76: Simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados parte 3
Fuente: Elaboración propia con Software 4NEC2

d) Nos vamos a la pestaña de Symbols y declaramos las variables Z1 y Z2.

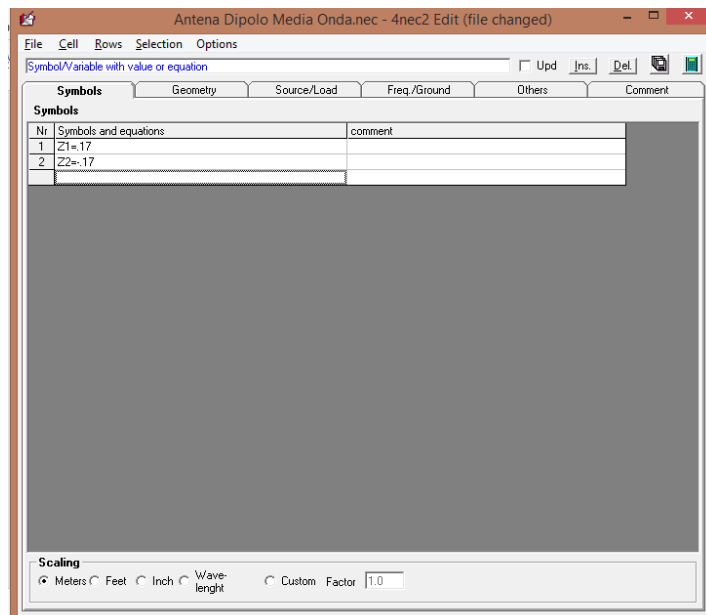


Figura N°77: Simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados parte 4
Fuente: Elaboración propia con Software 4NEC2

e) Cerramos el editor, guardamos los cambios y vamos a Start Optimizer.

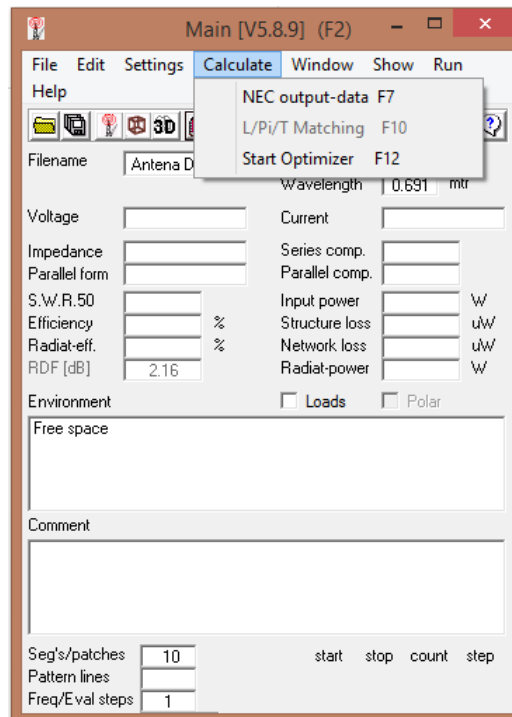


Figura N°78: Simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados parte 5
Fuente: Elaboración propia con Software 4NEC2

f) Abrimos el Start Optimizer y cómo podemos ver tenemos distintas maneras de optimizar los parámetros según lo creamos conveniente.

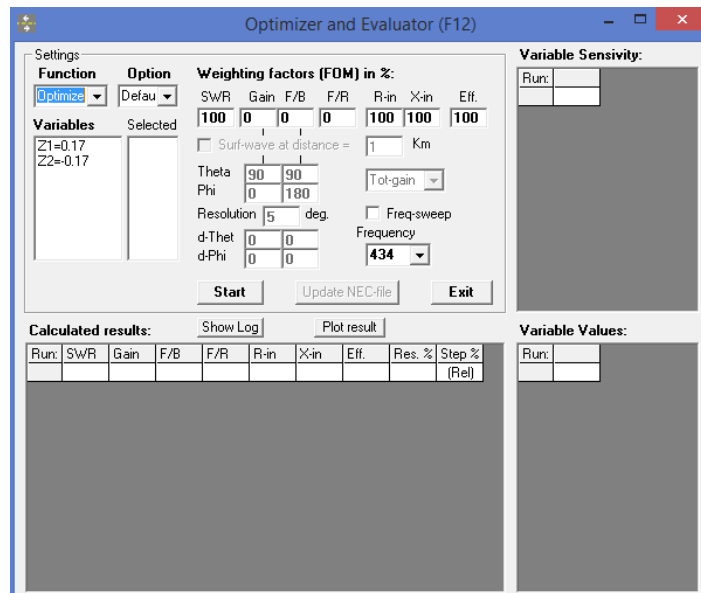


Figura N°79: Simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados parte 6
Fuente: Elaboración propia con Software 4NEC2

- g) Seleccionamos las variables Z1, Z2 y vamos a optimizar los siguientes parámetros con la función Optimize:
- SWR al 100 % , R-in al 100 % ,X-in al 100 % y Eficiencia al 100 %

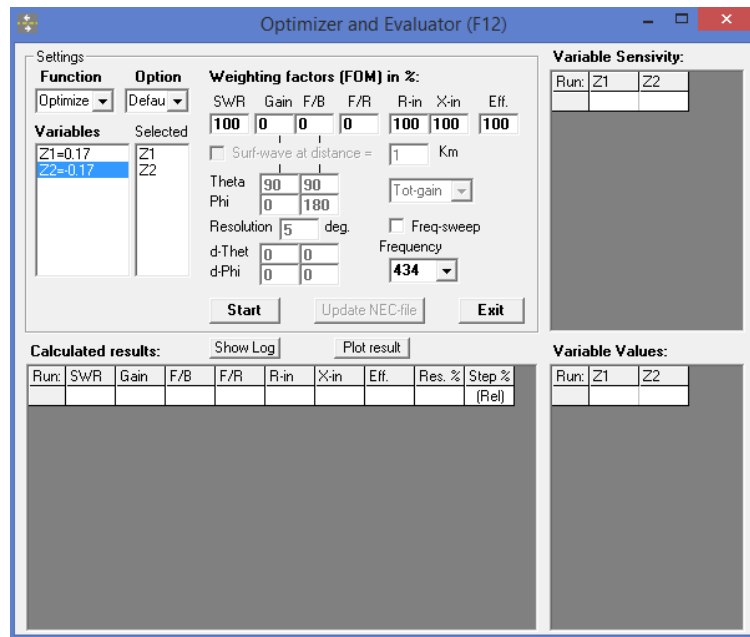


Figura N°80: Simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados parte 7
Fuente: Elaboración propia con Software 4NEC2

- h) Seleccionamos Start y nos da como resultados las diferentes combinaciones para los valores de Z1 y Z2.

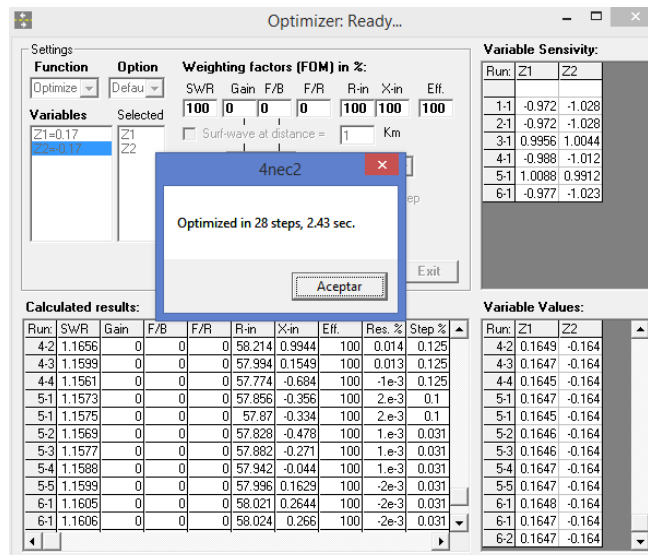


Figura N°81: Simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados parte 8
Fuente: Elaboración propia con Software 4NEC2

- i) Verificamos que los valores de Z1 y Z2 se hayan actualizado, seleccionamos Update NEC – file y guardamos los cambios

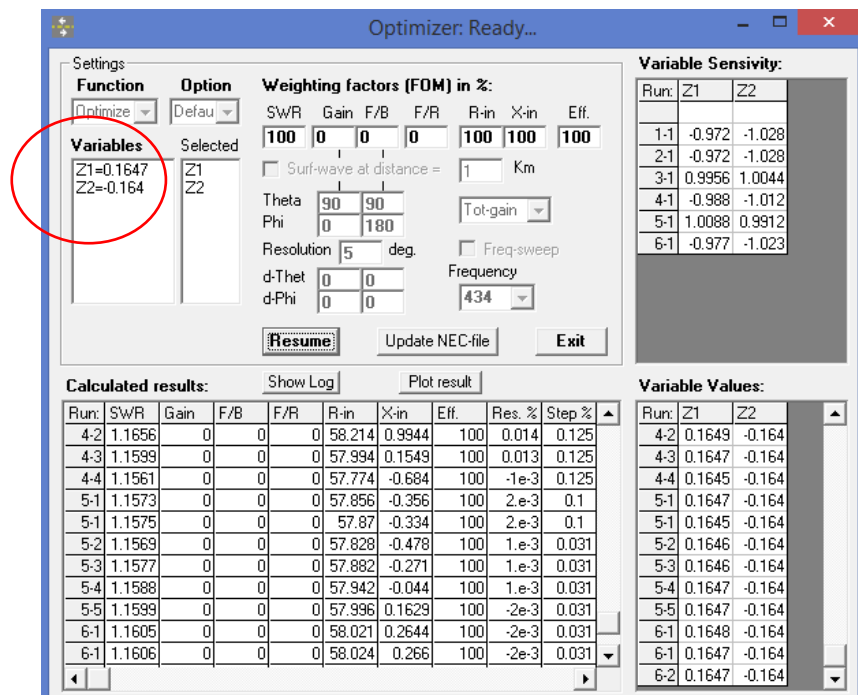


Figura N°82: Simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados parte 9
Fuente: Elaboración propia con Software 4NEC2

- j) Cerramos la ventana Optimizer Ready y realizamos un barrido de frecuencia para comprobar que la antena ha sido optimizada.

4.3.10. Resultados de las simulaciones del dipolo de $\lambda/2$ con el proceso de Optimización

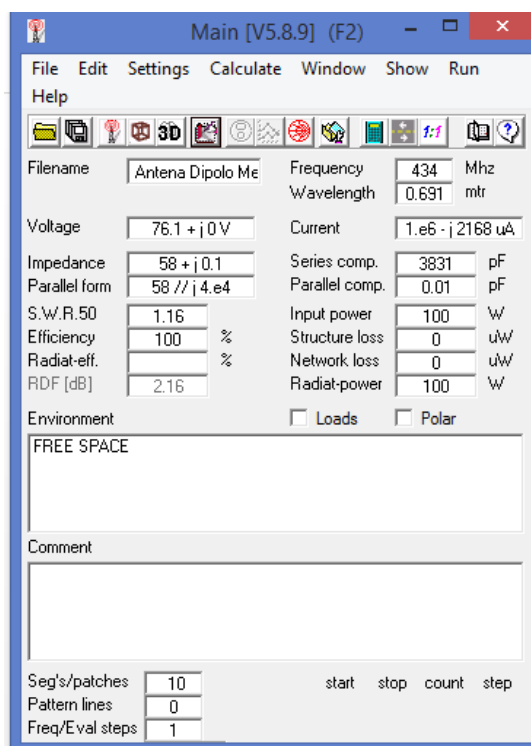


Figura N°83: Resultados de simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados parte 1
 Fuente: Elaboración propia con Software 4NEC2

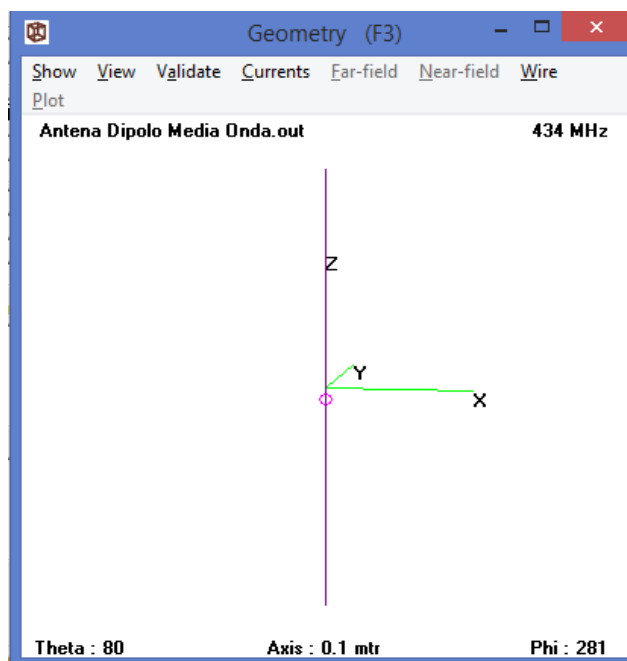


Figura N°84: Resultados de simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados parte 2
 Fuente: Elaboración propia con Software 4NEC2

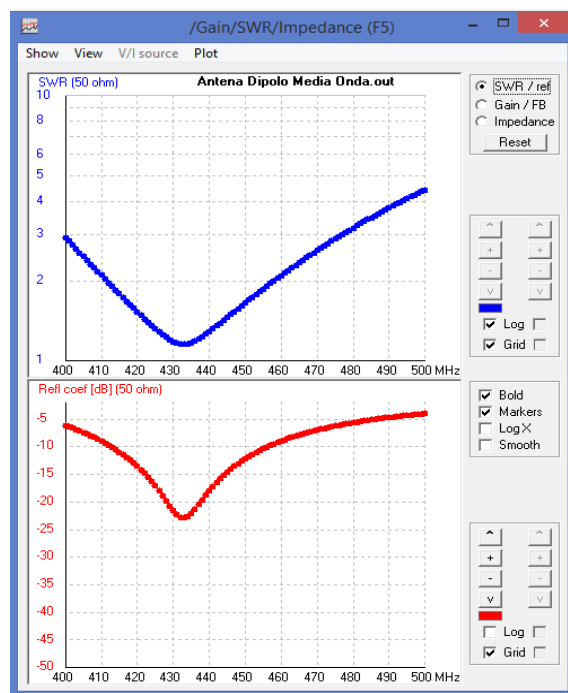


Figura N°85: Resultados de simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados parte 3
Fuente: Elaboración propia con Software 4NEC2

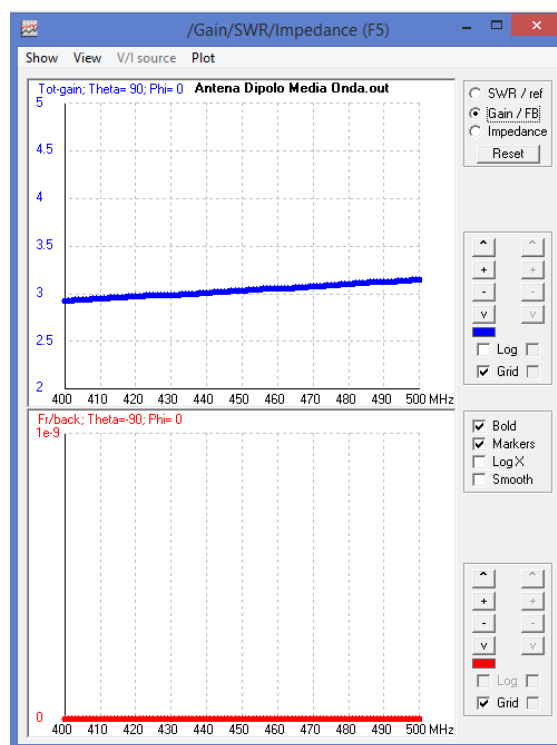


Figura N°86: Resultados de simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados parte 4
Fuente: Elaboración propia con Software 4NEC2

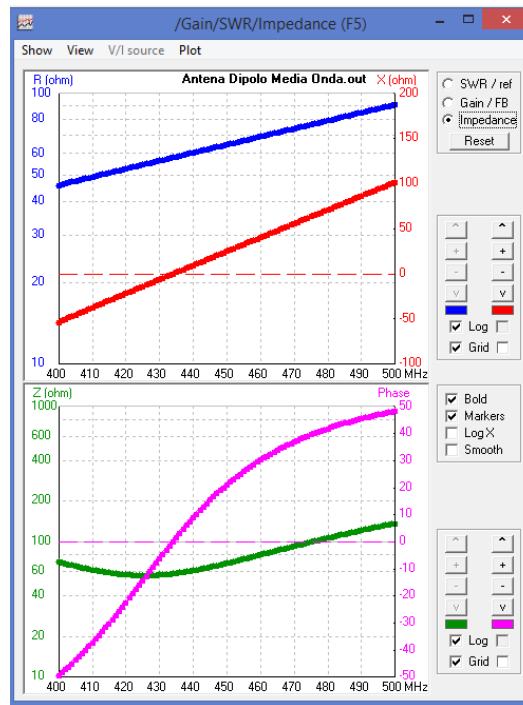


Figura N°87: Resultados de simulación del dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados parte 5
Fuente: Elaboración propia con Software 4NEC2

4.3.11. Tabulaciones y resultados

PARAMETRO	SIN OPTIMIZACION	CON OPTIMIZACION
FRECUENCIA	434 MHz	434 MHz
VOLTAJE	85 + j 0 V	76.1 + j0 V
CORRIENTE	1.18 + j 0.42 A	1.31 -j 2 mA
IMPEDANCIA	64.2 + j22.8 Ohm	58 + j 0.1 Ohm
POTENCIA DE RADIACION	100 W	100 W
ALIMENTACION DE ENTRADA	100 W	100 W
PORCENTAJE DE EFICIENCIA	100 %	100 %
LONGITUD DE ONDA	0.691 m	0.691 m
LINEAS DE PATRON	5329	0

SWR	1.6 %	1.16 %
------------	-------	--------

Tabla N°3: Resultados de simulación de antena dipolo de $\lambda/2$ con parámetros optimizados

Fuente: Elaboración propia

4.3.12. Conclusiones

- Se logró diseñar una antena dipolo de media onda
- Se logró optimizar una antena dipolo de media onda de manera sencilla y obtuvimos buenos resultados.
- Se investigo acerca de la antena dipolo de media onda y su funcionamiento

CONCLUSIONES

- ✓ En esta presente investigación se pudo estudiar las técnicas de adaptación de impedancias para sistemas de radiocomunicación a través de líneas de transmisión a las cargas respectivas que generalmente son antenas o sistemas radiantes. Para lograr esto se realizó un estudio del arte de estas técnicas haciendo una revisión bibliográfica científica y acorde a las teorías relacionadas
- ✓ Se pudo estudiar y conocer esta herramienta gráfica y poderosa conocida como carta de Smith para encarar y resolver los problemas de desadaptación de impedancias entre las líneas de transmisión y los sistemas radiantes, se analizaron ejemplos de cómo se emplea la carta y sobre todo se pudo conocer el conocimiento teórico y matemático de su funcionalidad
- ✓ Se hizo un análisis del uso del software 4NEC2 para simular antenas tipo dipolo y como se emplea en el proceso de optimización de parámetros para mejorar parámetros como por ejemplo el ROE, ya que si un sistema de radiante presenta un ROE elevado este ocasionara potencia reflejada y consecuentemente disminución de la eficiencia del sistema, para esto este poderoso software ofrece métodos de optimización que corrigen este problema en un porcentaje aceptable.
- ✓ Se pudieron proponer unas guías de laboratorio para el curso de Antenas en su primera versión cuenta con cinco experiencias y va más allá como por ejemplo el tema de análisis de radiaciones no ionizantes RNI

RECOMENDACIONES

- ✓ Continuar con el estudio de las técnicas de adaptación de impedancias entre las líneas de transmisión y los sistemas radiantes pero para sistemas de radiocomunicación de banda ancha o multibanda.
- ✓ Seguir estudiando esta herramienta poderosa conocida como carta de Smith para sistemas de comunicación de banda ancha.
- ✓ Continuar con el estudio de sistemas radiantes con el software 4NEC2 para ver su optimización en sistemas de radiocomunicación de banda ancha
- ✓ Continuar con la mejora de las guías de laboratorio para diversos tipos de antenas o arreglos de antenas.

REFERENCIAS BIOGRAFICAS

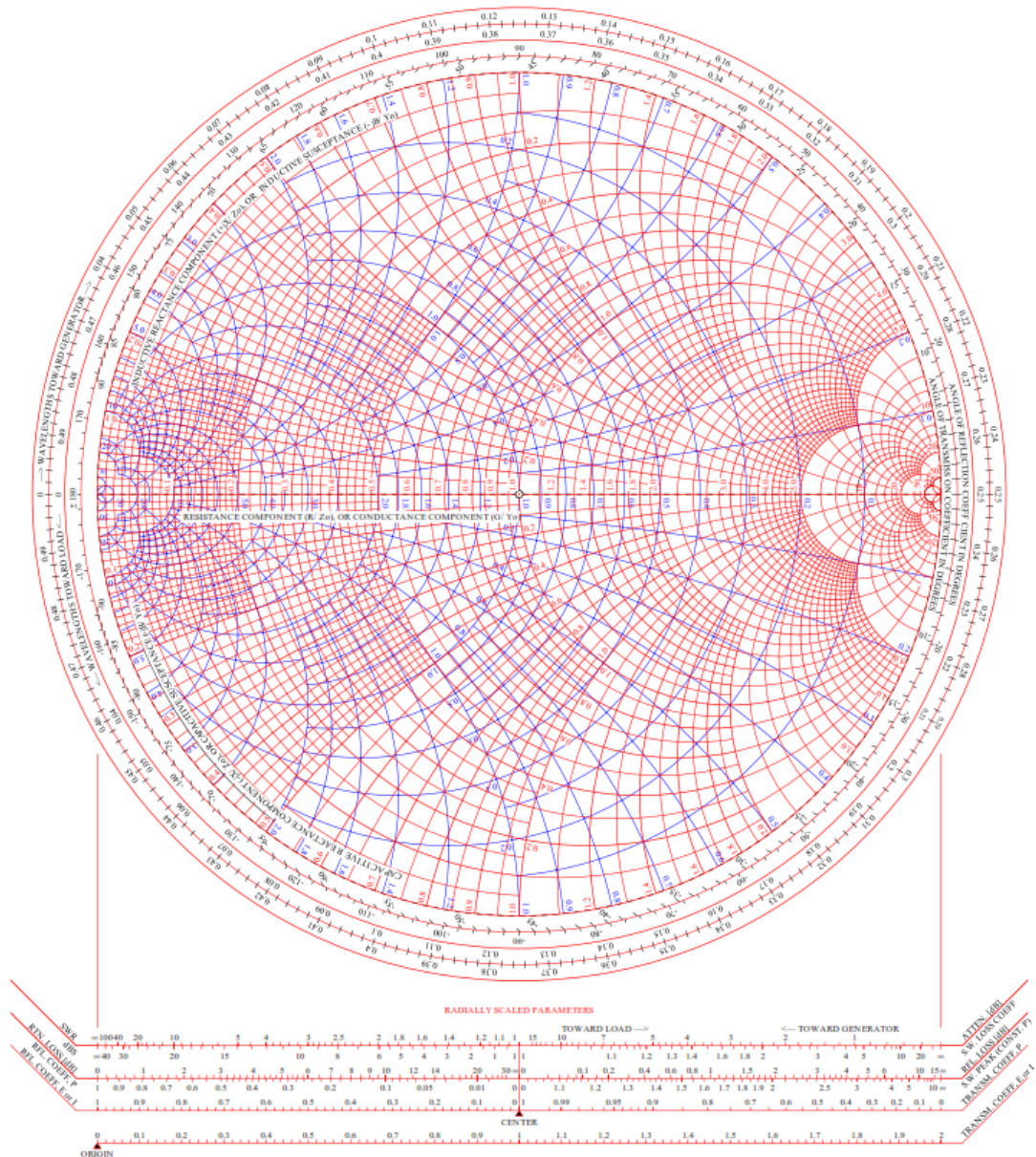
- TOMASI, W. (2003). Sistemas de Comunicaciones Electrónicas. 4ta edición. Pearson Educación. Mexico. Pag. 310-315.
- TAPIA, E. (2012). Diseño y desarrollo de prácticas para el laboratorio de antenas, para el modelado y análisis de la respuesta electromagnética de antenas, usando código electromagnético numérico (nec2). Tesis. Ingeniero Electrónico. Universidad Israel. Ecuador.
- TAPIA, J. (2007). Operación segura de zonas de características de un sistema mediante la unión óptima por filtros pasivos. Tesis. Ingeniero Civil Electricista. Universidad de Chile. Chile.
- ARROYO, J. (2012). Acoplamiento adaptable de impedancias basado en conocimientos. Tesis. Doctor en Ciencias en la especialidad de Electrónica. Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica. Puebla. México.
- HUMANANTE, D., SANCHEZ, V. (2016). Construcción de un sistema de adaptación de impedancias para la transmisión de audio, video y datos a través de líneas de potencia (PLT). Tesis. Ingeniero en Electrónica Telecomunicaciones y Redes. Escuela Superior Politécnica de Chimborazo. Riobamba. Ecuador.
- CARDAMA-ROQUE, RIUS, ROMEU, BLANCH FERNANDO. (2002). Antenas. Ediciones UPC.
- HERNANDEZ, J. (1998). Antenas: Principios básicos, análisis y diseño. Universidad de Baja California.
- AZNAR-ROCA-RIUS. (1998). Antenas. Universidad Politécnica de Valencia.
- MESEN, D. (2000). Trabajo de antenas. Universidad Fermín Toro. España
- FERRANDO, M. VALERO, A. (2003). Departamento de Comunicaciones. Universidad Politécnica de Valencia. España
- www.radiocomunicaciones.net/radio/antenas-dipolo
- www.ipellejero.es/hf/antenas/marconi/index.html
- www.upv.es/antenas/Documentos_pdf/Problemas/Tema_4/Antena_rombica.pdf
- www.virtual.unal.edu.co/cursos/sedes/manizales/4040050/Descargas/capseis/yaguiuda.pdf
- http://sisbib.unmsm.edu.pe/bibvirtualdata/publicaciones/electronica/n16_2005/a01.pdf
- www.ealddo.es/cubicas.html

- http://www.lulehr.com.ar/Quad_cubica_VHF.html
- http://es.wikipedia.org/wiki/Antenas_parabolica
- www.mipequefabrica.com/ventajas-y-desventajas-de-las-antenas-parabolicas
- <http://fralbe.wordpress.com/2009/02/20/software-para-simulacion-de-antenas/>
- www.amagawa.com
- <http://www.qsl.net/4nec2/ANEXOS.pdf>
- <http://190.11.245.244/bitstream/47000/320/1/UISRAEL-EC-ELDT-378.242-90.pdf>
- <https://www.youtube.com/watch?v=J2mursb8TMA>

ANEXOS

NAME	TITLE	DWG. NO.
SMITH CHART FORM ZY-01-N	COLOR BY J. COLVIN, UNIVERSITY OF FLORIDA, 1997	DATE

NORMALIZED IMPEDANCE AND ADMITTANCE COORDINATES



MODULO DE GUIAS DE LABORATORIO DEL CURSO DE ANTENAS PARA LA ESCUELA PROFESIONAL DE INGENIERIA ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES DE LA UNIVERSIDAD NACIONAL DE PIURA

El propósito del presente módulo, es guiar al alumno en la comprobación de la teoría impartida en el curso, ahondando en el entorno práctico, respecto de los principios de funcionamiento, los parámetros de diseño de los sistemas irradiantes empleados en telecomunicaciones, así como los cálculos de las emisiones radioeléctricas que estos producen. El módulo se desarrollará en 5 laboratorios, de los cuales, el primero trata de familiarizar al alumno, de manera práctica, con las unidades utilizadas en los cálculos de propagación electromagnética, proponiendo casos de estudio para tal fin; en el segundo laboratorio se trata el tema de los parámetros fundamentales de las antenas, y comprobar mediante simulación los conceptos teóricos; en el tercer y cuarto laboratorio se realiza el modelamiento y diseño respectivamente, de sistemas irradiantes básicos, de tal manera que ayudara al alumno en la comprensión de la teoría referente al diseño de las antenas, asimismo mediante simulación se realiza la optimización de parámetros, para obtener resultados particulares; en el último módulo se realizan mediante simulación, cálculos de Radiaciones no Ionizantes emitidas por las antenas, pretendiendo que el alumno realice los cálculos predictivos referentes a dichas emisiones, y determinar si los Límites Máximos Permisibles son superados o no.

CONTENIDO

LABORATORIO I: Unidades y Cálculos Utilizados en Radio propagación

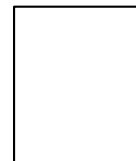
LABORATORIO II: Patrones de Radiación y Ganancia de un Sistema Irradiante

LABORATORIO III: Modelamiento de Antenas y optimización de parámetros

LABORATORIO IV: Diseño Antenas Básicas

LABORATORIO V: Las antenas y las Radiaciones No Ionizantes en Telecomunicaciones

LABORATORIO I: UNIDADES Y CÁLCULOS UTILIZADOS EN RADIOPROPAGACIÓN



1. OBJETIVO

Comprender el concepto de dB en cálculos de potencia, intensidad de campo, ganancias de antenas, SNR y E_b/N_o , PIRE, PRA y PRAVC.

2. FUNDAMENTO TEÓRICO

Las expresiones en decibelios (dB), son comparaciones logarítmicas (en base 10) entre magnitudes del mismo tipo, por tanto son adimensionales. Se utilizan ampliamente en telecomunicaciones por razones de tipo práctico como por ejemplo convierten las multiplicaciones y divisiones en sumas y restas respectivamente, simplificando por tanto las expresiones numéricas.

En telecomunicaciones podemos utilizarlo para expresar:

Potencia:

Sea

$$P = 10 \log_{10} (p/\text{ref})$$

Donde:

ref es una referencia con la que comparar nuestra magnitud. Así, si p es potencia, se pueden tener las siguientes situaciones:

$$\text{ref} = 1\text{w} \Rightarrow P (\text{dBW}) = 10 \log_{10}(p/1\text{w}) = 10 \log_{10} (p \text{ en Watios})$$

$$\text{ref} = 1\text{mw} \Rightarrow P (\text{dBm}) = 10 \log_{10}(p/1\text{mw}) = 10 \log_{10} (p \text{ en Miliwatios})$$

$$\text{ref} = 1\text{kw} \Rightarrow P(\text{dBk}) = 10 \log_{10} (p/1\text{kw}) = 10 \log_{10} (p \text{ en Kilowatios})$$

Asimismo para una magnitud a que sea una amplitud de voltaje, se tiene un valor A, expresado en dB, así.

$$A = 10 \log_{10} (a^2/\text{ref}) = 20 \log_{10} (a/\text{ref})$$

Por lo tanto, para:

$$\text{ref} = 1\text{V}. \Rightarrow A (\text{dBV}) = 20 \log_{10} (a/1\text{V}) = 20 \log_{10} (a \text{ en V})$$

$$\text{ref} = 1\mu\text{V}. \Rightarrow A(\text{dB}\mu\text{V}) = 20 \log_{10} (a/1\mu\text{V}) = 20 \log_{10} (a \text{ en } \mu\text{V})$$

Campo Eléctrico:

Tenemos las mismas definiciones antes citadas, quedando las unidades en dB:

$$\text{Ref} = \text{V/m} \Rightarrow E (\text{dBV/m}) = 20 \log_{10} (e/ (1\text{V/m})), e \text{ en V/m}$$

$$\text{Ref} = \mu\text{V/m} \Rightarrow E (\text{dB}\mu\text{V/m}) = 20 \log_{10} (e/ (1\mu\text{V/m})), e \text{ en } \mu\text{V/m}$$

Ganancia de Antenas:

$$G (\text{dBi}) = 10 \log_{10} (\max \theta, P/P_{\text{iso}}) = 10 \log_{10} (g/g_{\text{iso}}) = 10 \log_{10} (g), g \text{ referido Antena isotrópica}$$

$$G (\text{dBd}) = 10 \log_{10} (g/ (g_{\text{dip}} \lambda/2)), g \text{ referido al dipolo } \lambda/2$$

$$G_v = 10 \log_{10} (g/ (G_{\text{ant.ver.cort}})), g \text{ referido Antena vertical corta.}$$

PIRE:

$$\text{PIRE} = \text{Pent} - \text{Ltr} + \text{Gant.}$$

Donde:

Pent: Potencia de entrada expresada en dB, Ltr es la pérdida total en conectores cable y otros, y Gant es ganancia del sistema irradiante expresado en dBi.

ERP:

$$\text{ERP} = \text{Pent} - \text{Ltr} + \text{Gant.}$$

Donde:

Gant es ganancia del sistema irradiante expresado en dBd.

PRAVC:

$$\text{PRAVC} = \text{Pent} - \text{Ltr} + \text{Gant.}$$

Gant es la ganancia del sistema irradiante referido a una antena vertical corta

Algunas relaciones:

$$P \text{ (dBk)} = P \text{ (dBW)} - 30$$

$$P \text{ (dBm)} = P \text{ (dBW)} + 30$$

$$E \text{ (dB}\mu\text{V/m)} = E \text{ (dBV/m)} + 120$$

$$G \text{ (dBi)} = G \text{ (dBd)} + 2.15.$$

$$\text{PIRE} = \text{ERP} + 2.15$$

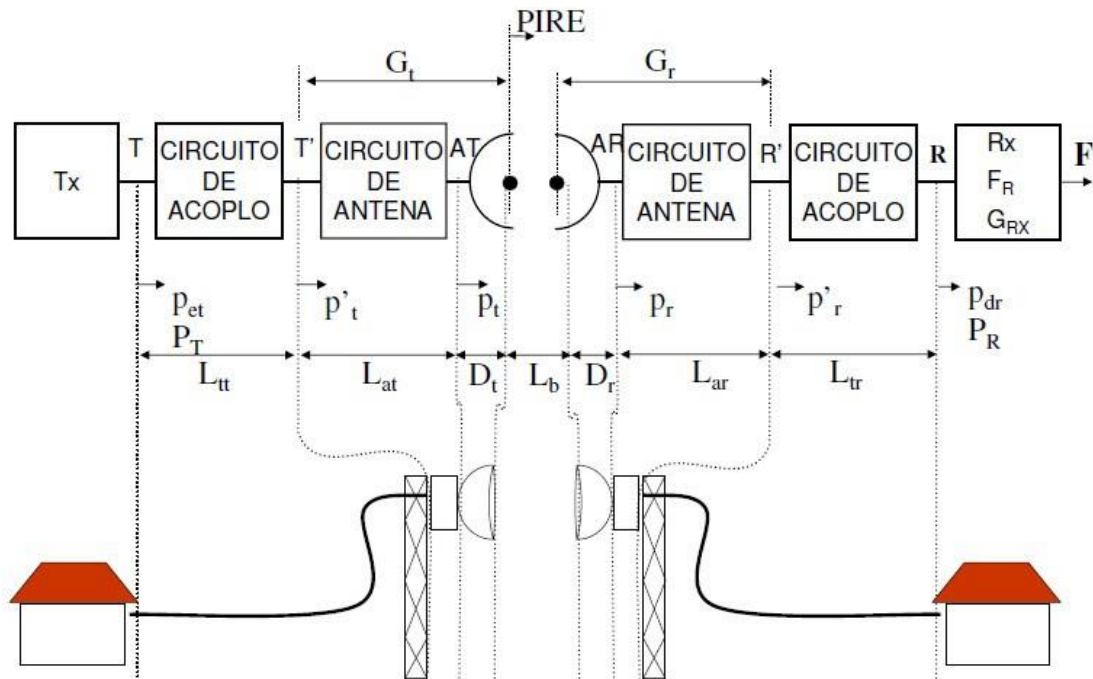


Figura N°1: Esquema básico de sistema de Tx-Rx de Telecomunicaciones

3. MATERIALES

OSCILOSCOPIO, marca TEKTRONIX, modelo TDS2024

(1) Patch cord coaxial, de prueba BNC (male).

Generador de funciones (1)

Cable RG-58 (4 metros)

Conectores BNC male (4) 50 Ω

4. PROCEDIMIENTO

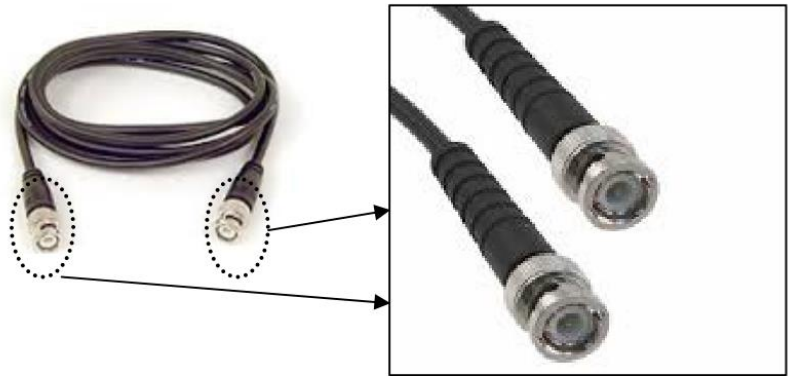
- a. Genere una señal sinusoidal de 1 MHz y 2 V_{pp}, y conecte la salida del generador de funciones con un canal del osciloscopio.



osciloscopio



Generador de funciones



- b. Complete el siguiente cuadro, realizando las mediciones correspondientes, siguiendo las instrucciones del docente. Utilice el cable RF a 80 cm.

Señal generada			Resultados de las mediciones experimentales en el osciloscopio				Diferencia de niveles (osciloscopio – Generador)
Frecuencia (MHz)	Nivel de voltaje (v)	Nivel voltaje (dBuV)	Frecuencia (MHz)	Nivel (v)	Nivel (dBuV)	Nivel (dBm)	
1	1						
1	2						
1	2.5						
1	3						
1	3.5						
1	4						
1	0.5						
10	2						
50	2						
100	2						

Tabla 1.

- c. En base al literal precedente complete el siguiente cuadro. Utilice el cable RF a 3 m.

Señal generada			Resultados de las mediciones experimentales en el osciloscopio				Diferencia de niveles (osciloscopio – Generador)
Frecuencia (MHz)	Nivel de voltaje (v)	Nivel voltaje (dBuV)	Frecuencia (MHz)	Nivel (v)	Nivel (dBuV)	Nivel (dBm)	
1	1						
1	2						
1	2.5						

Tabla 2.

d. Asumiendo el siguiente escenario:

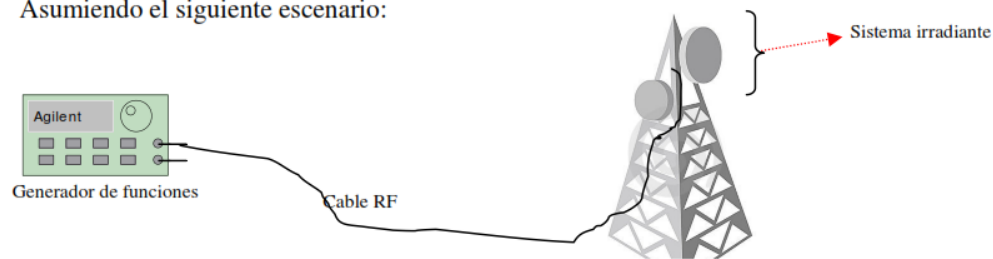


Figura 1.

Asimismo, asumiendo que, la entrada de señal al sistema irradiante (figura 1.) corresponde a la entrada al osciloscopio (señalado en el literal a), complete el siguiente cuadro, teniendo en cuenta los valores obtenidos en la tabla 1. Asuma que la ganancia del sistema irradiante es 15 dBi, su eficiencia es 100 %, y además utiliza un divisor de potencia de 2 a 1, con una pérdida de 0.1 dB incluido los latiguillos.

Señal generada			Resultados de las mediciones experimentales en el osciloscopio		PIRE (dBm/W)	ERP (dBm/W)
Frecuencia (MHz)	Nivel de voltaje (v)	Nivel Potencia (dBm)	Frecuencia (MHz)	Nivel (dBm)		
1	1					
1	2					
1	2.5					
1	3					
1	3.5					
1	4					
1	0.5					
10	2					
50	2					
100	2					

Tabla 3.

5. CUESTIONARIO

- a. ¿Qué factores técnicos se tendría en cuenta para determinar la utilización de dBi y no dBd?

- b. Que expresión matemática utilizaría para el llenado de la tabla 3, si no se usan los dB.

- c. Comente la tabla 1.

LABORATORIO II: PATRONES DE RADIACIÓN Y GANANCIA DE UN SISTEMA IRRADIANTE



1. OBJETIVOS

- Determinar el patrón de radiación H, utilizando mediciones de Intensidad de Campo Eléctrico, utilizando un software de simulación.
- Calcular la Intensidad de Campo Eléctrico y potencia de Rx, respecto a una estación radioeléctrica que utiliza un determinado sistema irradiante no isotrópico.

2. FUNDAMENTO TEÓRICO

Para el presente laboratorio se utilizara el aplicativo Radio Mobile, el cual utiliza el Irregular Terrain Model, en la predicción de niveles de intensidad de campos electromagnéticos, potencia de Rx, zona de servicio, LOS, altura efectiva , HAAT, entre otras prestación muy útiles usadas en telecomunicaciones.

El patrón de radiación es la manifestación, analítica o en forma gráfica de la variación de la intensidad de campo eléctrico, potencia, la ganancia, respecto a la posición de la antena.

Sea:

$$F(\theta, \phi) = \frac{G(\theta, \phi)}{G_{\max}}$$

Donde:

G_{\max} es el valor de la ganancia en la dirección de máxima radiación.

$G_{(\theta, \phi)}$ es la función del patrón de radiación.

$F_{(\theta, \phi)}$ es la función del patrón de radiación normalizada.

Se tiene que, el valor máximo de $F_{(\theta, \phi)}$ será 1.

Asimismo el patrón de radiación horizontal se denota por :

$$F(\phi) = \frac{G(90^\circ, \phi)}{G_{\max}(\phi)}$$

Y para patrón de radiación vertical:

$$F(\theta) = \frac{G(\theta, 90^\circ)}{G_{\max}(\theta)}$$

Ganancia:

$$G(\theta, \phi) = \eta D(\theta, \phi)$$

Donde:

η : Factor de eficiencia de la antena

$D_{(\theta, \phi)}$: Directividad

Por tanto:

$$G_{\max} = \eta D_{\max}$$

Asimismo:

$G_{(\theta,\varphi)}$ = Potencia efectiva radiada por la antena en dirección (θ,φ) / Potencia suministrada en los terminales de la antena.

Intensidad de Campo, Potencia y densidad de potencia, con Antenas Isotrópicas en el Espacio Libre:

$$E = \frac{\sqrt{30P_{RAD}}}{r}$$

$$P_{iso} = P_{RAD} \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2$$

Perdidas en espacio libre Antenas Isotrópicas:

$$L_{EL} = P_{RAD}/P_{iso}$$

$$\begin{aligned} L_{EL} &= 32.45 + 20\log(r_{km}) + 20\log(f_{MHz}) \\ &= 92.45 + 20\log(r_{km}) + 20\log(f_{GHz}) \end{aligned}$$

Intensidad de Campo, Potencia y densidad de potencia, con Antenas no Isotrópicas en el Espacio Libre:

$$E = \frac{\sqrt{30P_{AT}G_T(\theta_R, \phi_R)}}{r}$$

E: referido a nivel RMS, y dado a un ángulo θ y φ en coordenadas esféricas

$$P_{Rx} = \frac{P_{RAD}G_T(\theta_R, \phi_R)G_R(\theta_T, \phi_T)}{r^2} \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2$$

$$S(\theta, \phi) = \frac{|E(\theta, \phi)|^2}{2Z_0}$$

Las ecuaciones anteriores no tienen en cuenta las pérdidas en cables, inserción conectores y otros, por lo que se tendrán que adicionar estas pérdidas, para un cálculo con precisión.

3. MATERIALES

- PC, con Radio Mobile.

4. PROCEDIMIENTO

- Cargar el Radio Mobile, según las instrucciones del docente.
- Asumir la siguiente estación:

Nombre	:	Estación A
Ubicación	:	Coordenadas WGS-84: Lat. S: 5° 3'5.29", Long. O: 80°55'56.98"
Potencia de Tx	:	100 W.
Altura del centro de radiación	:	30 m. sobre el piso
Frecuencia de operación	:	100 MHz
Perdidas en el cable	:	Según manual (ver al final del presente laboratorio)
Tipo de antena	:	Yagi, ganancia máxima 11 dBd
Azimut	:	5°
Tilt	:	0°

- Ingresar los parámetros técnicos antes señalados en el Radio Mobile, con la ayuda del docente.
- Realizar las mediciones de Intensidad de Campo Eléctrico alrededor de la estación en mención y completar el siguiente cuadro.

Distancia (m)	Azimut	E (mV/m)

Distancia (m)	Azimut	E (mV/m)

- e. Graficar mediante coordenadas polares (θ, r), siendo, θ el azimut, $r = E$ o D , según sea el caso convenido. Tener en cuenta que para todos los casos r solamente será graficado como un punto en el plano.
- f. Comparar el (los) diagrama (s) resultante (s) con el patrón de radiación obtenido de las plantillas del Radio Mobile.
- g. Con las características de la estación anterior, pero con una antena no isotrópica elegida arbitrariamente de entre las plantillas del Radio Mobile, calcule E , S y H , completando el siguiente cuadro.

Azimut del punto de evaluación.

Coordenadas geográficas del punto de evaluación.....

Cálculos:

Resultados:

Estimación teórica			Resultados con Radio Móvil		
E	H	S	E	H	S

5. CUESTIONARIO

- a. Que consideraciones técnicas tendría Ud. si se le asignan calcular la zona de servicio de una estación radioeléctrica en FM.

- b. Que efectos en los cálculos del presente laboratorio tendría el R.O.E. de la estación.

- c. Para los siguientes servicios ¿ Qué tipo de sistemas irradiantes recomendaría (en cuanto al $F_{(\theta, \phi)}$ y $G_{(\theta, \phi)}$) ?
Servicio de Telefonía Móvil, servicio fijo terrestre, servicio Rx de TV vía satélite, servicio móvil marítimo.

Anexo

7/8" Foam Dielectric, LDF Series – 50-ohm



LDF5-50A

Description	Type No.
Cable Ordering Information	
Standard Cable	
7/8" Standard Cable, Standard Jacket	LDF5-50A
Fire Retardant Cable	
7/8" Fire Retardant Jacket (CATVR)	LDF5RN-50A
Low VSWR and Specialized Cables	
7/8" Low VSWR, specify operating band	LDF5P-50A(**)
** Insert suffix number from "Low VSWR Specifications" table, page 508.	
Characteristics	
Electrical	
Impedance, ohms	50 ± 1
Maximum Frequency, GHz	5.0
Velocity, percent	89
Peak Power Rating, kW	91
dc Resistance, ohms/1000 ft (1000 m)	
Inner	0.32 (1.05)
Outer	0.36 (1.18)
dc Breakdown, volts	6000
Jacket Spark, volts RMS	8000
Capacitance, pF/ft (m)	22.8 (75.0)
Inductance, pH/ft (m)	0.057 (0.187)
Mechanical	
Outer Conductor	Copper
Inner Conductor	Copper
Diameter over Jacket, in (mm)	1.09 (28)
Diameter over Copper Outer Conductor, in (mm)	0.98 (24.9)
Diameter Inner Conductor, in (mm)	0.355 (9.0)
Nominal Inside Transverse Dimensions, cm	2.11
Minimum Bending Radius, in (mm)	10 (250)
Number of Bends, minimum (typical)	15 (50)
Bending Moment, lb-ft (N-m)	12 (16.3)
Cable Weight, lb/ft (kg/m)	0.33 (0.49)
Tensile Strength, lb (kg)	325 (147)
Flat Plate Crush Strength, lb/in (kg/mm)	80 (1.4)

* A 75-ohm 7/8" diameter cable is available. Contact Andrew for further information.

Attenuation and Average Power

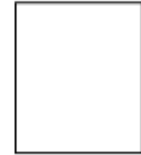
Frequency MHz	Attenuation dB/100 ft	Attenuation dB/100 m	Average Power, kW
0.5	0.025	0.081	91.0
1	0.035	0.115	78.6
1.5	0.043	0.141	64.1
2	0.050	0.163	55.5
10	0.112	0.366	24.6
20	0.159	0.521	17.3
30	0.195	0.641	14.1
50	0.254	0.833	10.8
88	0.340	1.12	8.08
100	0.364	1.19	7.56
108	0.378	1.24	7.26
150	0.449	1.47	6.12
174	0.486	1.59	5.66
200	0.523	1.72	5.26
300	0.649	2.13	4.24
400	0.758	2.49	3.63
450	0.808	2.65	3.41
500	0.855	2.81	3.22
512	0.866	2.84	3.17
600	0.945	3.10	2.91
700	1.03	3.37	2.67
800	1.11	3.63	2.48
824	1.13	3.69	2.44
894	1.18	3.87	2.34
960	1.23	4.02	2.24
1000	1.25	4.12	2.19
1250	1.42	4.67	1.93
1500	1.58	5.18	1.74
1700	1.70	5.56	1.62
1800	1.75	5.75	1.57
2000	1.86	6.11	1.48
2100	1.92	6.29	1.44
2200	1.97	6.46	1.40
2300	2.02	6.63	1.36
3000	2.37	7.76	1.16
3400	2.55	8.37	1.08
4000	2.81	9.23	0.978
5000	3.23	10.6	0.853

Standard Conditions:

For Attenuation: VSWR 1.0, ambient temperature 20°C (68°F).

For Average Power: VSWR 1.0, ambient temperature 40°C (104°F), inner conductor temperature 100°C (212°F); no solar loading.

LABORATORIO III: MODELAMIENTO DE ANTENAS Y OPTIMIZACIÓN DE PARÁMETROS



1. OBJETIVO

- Realizar modelamientos y optimización de antenas básicas utilizando como herramienta NEC2

2. FUNDAMENTO TEÓRICO

Para el presente laboratorio se utilizara como herramienta de trabajo NEC2, que nos ayudara en el modelamiento de algunas antenas básicas, representando las propiedades electromagnéticas de las mismas, además de dar un mejor entendimiento de los fenómenos que estas producen.

NEC2 está basado en la solución numérica de las ecuaciones integrales para corrientes inducidas.

3. MATERIALES

- PC, con NEC2.

4. PROCEDIMIENTO

- a. Cargar el NEC2, según las instrucciones del docente.
- b. Diseñar una antena monopolo vertical aislada a tierra, tipo Marconi usada en radiodifusión sonora en OM.
- c. Calcular los valores de los parámetros de diseño y completar la siguiente tabla (utilizar plano de tierra perfecto).

Frecuencia de operación	1440 KHz
Altura de Antena (m)	
Potencia del Tx	
Perdidas en el cable y otros	
PIRE	
Tipo de material de la antena	
Diámetro del material de la antena	
Cálculo del campo cercano	

- Diagramar el patrón de radiación H y E.

- Graficar la respuesta de la impedancia

- Graficar E vs distancia, en el campo cercano.

- d. Calcular los valores de los parámetros de diseño, completar la siguiente tabla (utilizar plano de tierra real).

Frecuencia de operación	1440 KHz
Altura de Antena (m)	
Dimensionamiento de los radiales	
Potencia del Tx	
Perdidas en el cable y otros	
PIRE	
Tipo de material de la antena	
Diámetro del material de la antena	
Cálculo del campo cercano	

e. Anote sus observaciones respecto a lo ocurrido en los literales precedentes.

f. Modelar los siguientes sistemas irradiantes, diagrame el patrón de radiación correspondiente, anote sus observaciones respecto a lo ocurrido en el literal d. y comparar. Considerar a dichos sistemas irradiantes ubicados a 90 m. del suelo.

- Dipolo vertical $\lambda/2$

- Dipolo horizontal $\lambda/2$

- Arreglo de 4 dipolo vertical $\lambda/2$, alineados verticalmente en 4 bays.

- Antena Yagi de 10 elementos

- Arreglo de 2 dipolo horizontal $\lambda/2$, ubicados en 1 bay.

- Arreglo de 4 dipolo horizontal $\lambda/2$, ubicados en 1 bay.

- g. Diseñar una antena yagi de 10 elementos que opere en la frecuencia de 307 MHz.
Grafique el patrón de radiación correspondiente, curvas de R.O.E., Niveles de E, para campo cercano, curvas de impedancia R y X, curvas de ganancia. Optimice parámetros usando el NEC2.

5. CUESTIONARIO

- a. ¿Cómo aumentar la conductividad del plano a tierra para antenas de OM., que consideraciones técnicas se tendrían en cuenta?

- b. Como diseñar una antena banda ancha. Grafique todos los parámetros que intervienen en el diseño.

LABORATORIO IV: DISEÑO ANTENAS BÁSICAS



1. OBJETIVO

Realizar el diseño de antenas básicas utilizando como herramienta NEC2

2. FUNDAMENTO TEÓRICO

Para el presente laboratorio se utilizara como herramienta de trabajo NEC2, que nos ayudara en el diseño de algunas antenas básicas, para luego implementarlas.

3. MATERIALES

- PC, con NEC2.

4. PROCEDIMIENTO

- a. Cargar el NEC2, según las instrucciones del docente.
- b. Con l ayuda de docente realizar los cálculos necesarios para conseguir un diseño de las siguientes antenas:

- Diseñar una antena yagi de 10 elementos que opere en la frecuencia de 307 MHz.
- Diseñar una antena log periódica que opere en la frecuencia de 305-315 MHz.

Asimismo realizar las graficas del patrón de radiación correspondiente, curvas de R.O.E., Niveles de E, para campo cercano, curvas de impedancia R y X, curvas de ganancia. Optimizar parámetros usando el NEC2 y graficar sus resultados.

- c. Realizar un cuadro comparativo del diseño antes referido.

Yagi	Log Periódica

5. CUESTIONARIO

- a. ¿Comentar el modelamiento realizado para el diseño de las antenas referidas?

- b. ¿Cuál sería el patrón de radiación si se coloca 4 yagis de 10dbi c/u en 1 bay, para que tipo de servicio de telecomunicaciones se recomienda usar este tipo de antena, y en qué casos la Log periódica?

LABORATORIO V: LAS ANTENAS Y LAS RADIACIONES NO IONIZANTES EN TELECOMUNICACIONES



1. OBJETIVO

Con el presente laboratorio se pretende hacer un estudio de un caso real, respecto a las inmisiones y/o emisiones radioeléctricas de las antenas, específicamente a las RADIACIONES NO IONIZANTES EN TELECOMUNICACIONES.

2. FUNDAMENTO TEÓRICO

Para el presente estudio se tomará en cuenta la normatividad vigente en el Perú respecto a la materia.

Límites Máximos Permisibles de Radiaciones No Ionizantes en Telecomunicaciones.

a) Exposición Poblacional

Rango de frecuencias	Intensidad de campo eléctrico V/m
9 - 150 KHz	87
0,15 - 1 MHz	87
1-10 MHz	87/ raíz(f)
10-400 MHz	28
400-2000 MHz	1,375 raíz(f)
2 - 300 GHz	61

Ecuaciones empleadas en los cálculos teóricos realizados

a) Región de Campo Cercano:

Para $D < \lambda$, la distancia hasta donde se extiende el campo cercano es calculada con la fórmula siguiente:

$$R_{cc} = \lambda / 2\pi \dots\dots\dots (1)$$

Dónde:

D : Máxima dimensión de la antena (m)

λ : Longitud de onda (m)

R_{cc} : Extensión del campo cercano (m)

b) Estimación de los valores de intensidad de campo y/o densidad de potencia

1. Cálculo en el campo cercano
Se utilizaran curvas realizadas mediante NEC.
2. Cálculo en el campo lejano

$$S = E \cdot H \quad \dots\dots\dots (2)$$

Dónde:

S : Densidad de potencia

E : Intensidad de campo eléctrico

H : Intensidad de campo magnético

$$E = (30 \cdot \pi \cdot f)^{0.5} / r \quad \dots\dots\dots (3)$$

Distancias de seguridad

a) Exposición Poblacional

Bandas	Distancia mínima
0,1 MHz a 10 MHz	$0.1 \cdot \text{raiz}(\pi \cdot f)$
10 MHz a 400 MHz	$0.319 \cdot \text{raiz}(\pi \cdot f)$
400 MHz a 2000 MHz	$6.38 \cdot \text{raiz}(\pi \cdot f)$
2000 MHz a 300000 MHz	$0.143 \cdot \text{raiz}(\pi \cdot f)$

Dónde:

f : frecuencia en MHz, y distancia en m.

3. MATERIALES

- PC, con NEC2.

4. PROCEDIMIENTO

- a. Considerar la siguiente estación (el docente dará los datos con 1 semana de anticipación)
Nombre:
Ubicación:
Los demás datos se encuentran en el anexo del presente laboratorio, respectivo.
- b. Calcular la longitud eléctrica de la antena.
 $D = \dots\dots\dots$
- c. Determinar tipo de antena (pequeña o grande) $\dots\dots\dots$
- d. Determinar el campo cercano (m.)
 $R_{CC} = \dots\dots\dots$
- e. Cálculo en el campo cercano

Utilizar NEC2, para calcular los correspondientes valores de E, a las distancias indicadas en la tabla 1.

f. Cálculo en el campo lejano

Para el cálculo del E, se utilizaran las expresiones descritas en el fundamento teórico. Asimismo deberá llenar los resultados correspondientes en la tabla 1.

Punto de evaluación		Nivel de Emisión Calculado	LMP	% Emisión calculado -LMP
Acimut	Distancia (m)			
Acimut				
Acimut				
Acimut				
Acimut				

Tabla 1. Resultados.

g. Calcular las distancias de seguridad correspondientes utilizando las ecuaciones descritas anteriormente en el numeral 2.

Distancia (m)		
E (V/m)		

- h. Concluir, si se cumplen o no con los LMP de RNI, ¿Por qué?

5. CUESTIONARIO

- a. Que consideraciones técnicas se tendría si en vez de ser una estación de OM, se realiza el estudio para una FM.

- b. ¿Qué es el SAR, y cómo podríamos calcularlo?
